

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งาน  
ในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต


CHANNEL ESTIMATION SCHEME FOR  
PRACTICAL V-BLAST MIMO-OFDM SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2561  
KMITL-2018-EN-M-010-032

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งาน  
ในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

CHANNEL ESTIMATION SCHEME FOR  
PRACTICAL V-BLAST MIMO-OFDM SYSTEM



นกรินทร์ อินคำเชื้อ  
NAKARIN INKAMCHUA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์

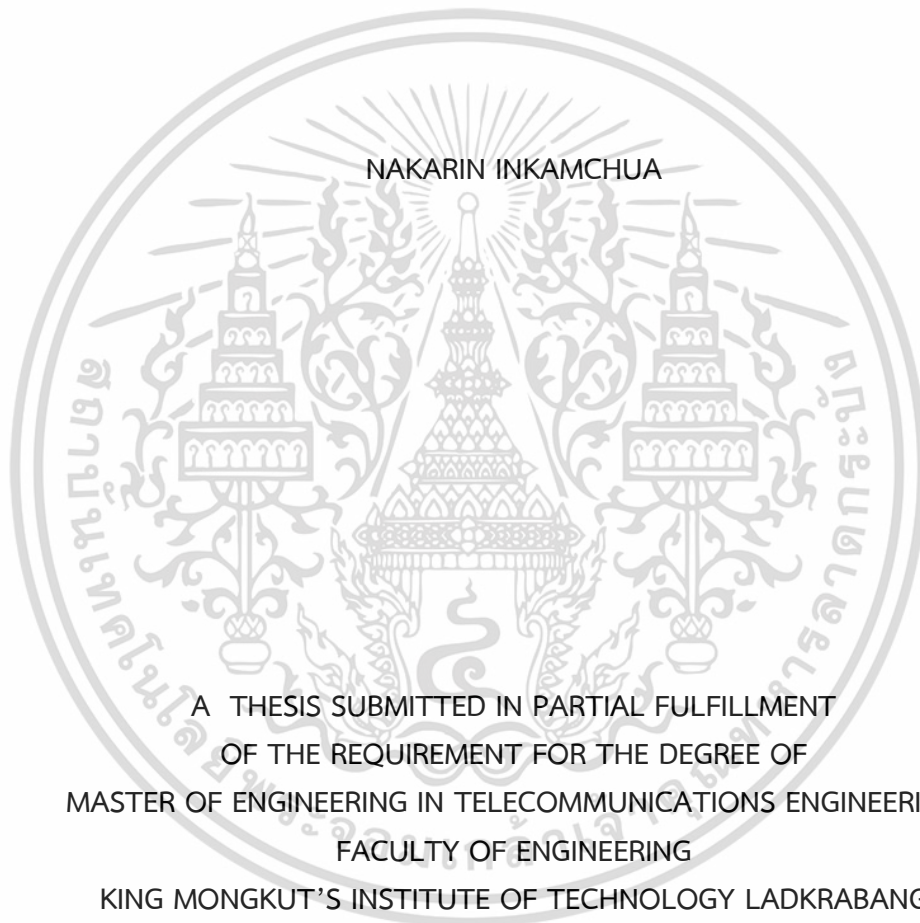
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-M-010-032

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHANNEL ESTIMATION SCHEME FOR  
PRACTICAL V-BLAST MIMO-OFDM SYSTEM



NAKARIN INKAMCHUA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2018

KMITL-2018-EN-M-010-032

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

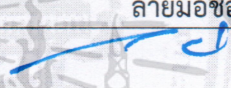

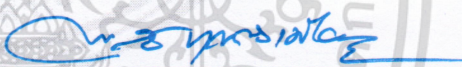
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

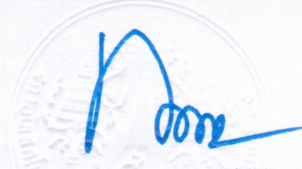
หัวข้อวิทยานิพนธ์ วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต  
Thesis Title Channel Estimation Scheme for Practical V-BLAST MIMO-OFDM System  
นักศึกษา นายนครินทร์ อินคำเชื้อ  
รหัสประจำตัว 56601263  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-M-010-032

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.กฤษณ์	อ่างแก้ว	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวกาศ	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
ผศ.ดร.พิชญ	สุพรรณกุล	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2561 เวลา 10.00-12.00 น.  
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 3 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
นักศึกษา	นายนครินทร์ อินคำเชื้อ
รหัสนักศึกษา	56601263
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

### บทคัดย่อ

ในการสื่อสารไร้สายนั้น เทคนิคหลายอินพุตหลายเอาต์พุตเป็นเทคนิคที่นำมาใช้กับโอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) บ่อยๆ เพราะว่าข้อดีของมันมีมากมาย เช่น ประสิทธิภาพของสเปกตรัม ความหนาเชื่อถือของการเชื่อมโยง ความหลายของสัญญาณ และอื่นๆ ในระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริงมันมีปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากการไม่เข้ากันของการสุ่มตัวอย่างจากการเพิ่มส่วนเติมเต็มศูนย์ที่ข้างหน้าและข้างหลังข้อมูลที่รับส่งในแต่สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อแก้ปัญหาการประมาณค่าช่องสัญญาณโตนใช้วิธีการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์รูปแบบใหม่ถูกเสนอสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง จากผลการทดลองโดยแบบจำลองคอมพิวเตอร์นั้นแสดงให้เห็นว่าวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เสนอสามารถทำให้สมรรถนะของระบบสูงขึ้นมากกว่าวิธีการทั่วไปสำหรับ V-BLAST ในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

Thesis Title	Channel Estimation Scheme for Practical V-BLAST MIMO-OFDM System
Student	Mr. Nakarin Inkamchua
Student ID.	56601263
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

## ABSTRACT

In wireless communication, multiple input and multiple output technique is often applied with orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) because of its many advantages such as spectral efficiency, link reliability, diversity gain and so on. In the practical MIMO-OFDM system, it has a signal aliasing problem due to the mismatch of sampling from adding zero padding at both front and rear of data transmission in each OFDM symbol. To solve this problem, the channel estimation by using the new comb-type pilot symbol arrangement scheme is proposed for the practical MIMO-OFDM system. From the computer results, it can be shown that the proposed channel estimation scheme can perform higher system performances than the conventional scheme in the practical V-BLAST MIMO-OFDM system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างซึ่งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

และขอขอบพระคุณ ดร. ธนย์รัตน์ มาติยะ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ ที่ให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะต่างๆแก่ข้าพเจ้าจนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงที่เสียสละเวลาเพื่อข้าพเจ้า

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ห้องปฏิบัติการวิจัย ที่ช่วยสนับสนุน ให้คำปรึกษา และเสนอความคิดเห็น จนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จอย่างสมบูรณ์

และสุดท้ายนี้ที่จะขาดไม่ได้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นครินทร์ อินคำเชื้อ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	5
2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน.....	5
2.1.1 ระบบสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียวและหลายคลื่นพาห์.....	5
2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่และแบบแบ่งช่วงความถี่เชิงตั้งฉาก.....	6
2.2 หลักการของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	9
2.2.1 การมอดูเลตดิจิทัล M-ary.....	9
2.2.2 หลักการของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	11
2.2.3 การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว.....	14
2.2.4 ตัวเสริมหน้าไซคลิกในระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	15
2.2.5 การทำให้เท่ากัน (Equalization).....	16
2.2.6 รหัสแก้ไขความผิดพลาด.....	17
2.2.7 ส่วนประกอบของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	19
2.2.8 ข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	23
2.2.9 ข้อเสียของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	23
2.3 แนวคิดพื้นฐานของช่องสัญญาณไร้สาย.....	24
2.3.1 ชนิดของช่องสัญญาณการจางหายแบบมัลติพาท.....	24
2.3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณจางหาย.....	27
2.3.3 ผลกระทบของดอปเปลอร์และความสัมพันธ์ของ CIR.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ IV อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	33
2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	33
2.4.2 แบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	34
2.5 การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ไฟลोटในระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	36
2.5.1 ประเภทของไฟลोट.....	37
2.5.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ไฟลोटแบบคอมบ์.....	38
2.6 ระบบ V-BLAST.....	41
2.6.1 สถาปัตยกรรม V-BLAST .....	41
2.6.2 ลักษณะเฉพาะของ V-BLAST แบบ Zero Forcing.....	43
บทที่ 3 การประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST ในระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	45
3.1 การจัดเรียงไฟลोट.....	46
3.1.1 การจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไป.....	46
3.1.2 การจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์แบบใหม่ที่นำเสนอ.....	47
3.2 วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เสนอ.....	50
บทที่ 4 ผลของการหาประสิทธิภาพของระบบ.....	53
4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ.....	53
4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำ.....	53
4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิต.....	53
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	54
4.3 ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ NMSE.....	54
4.4 ประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ NMSE.....	57
4.5 ประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิต (BER).....	59
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	61
เอกสารอ้างอิง.....	62
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	64
ประวัติผู้เขียน.....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ Vong Aung Ing ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VI ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของคลื่นพาร์เดี่ยว.....	5
2.2 โครงสร้างของคลื่นพาร์หลายตัว.....	6
2.3 โครงสร้างของระบบเอฟดีเอ็ม.....	6
2.4 การวิเคราะห์สเปกตรัมของระบบเอฟดีเอ็ม.....	7
2.5 สเปกตรัมหลายๆอันของเอฟดีเอ็มและโอเอฟดีเอ็ม.....	9
2.6 แผนที่กลุ่มดาวของการมอดูเลตแบบคิวพีเอสเค (QPSK).....	10
2.7 แผนที่กลุ่มดาวแบบการมอดูเลตแบบ 16-QAM.....	11
2.8 แบบจำลองพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	12
2.9 ตัวอย่างของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่มี 4 คลื่นพาร์.....	13
2.10 สเปกตรัมของคลื่นพาร์ย่อยของโอเอฟดีเอ็ม.....	14
2.11 ตัวเสริมหน้าไซคลิก (Cyclic Prefix).....	15
2.12 ไดอะแกรมของเครื่องทำให้เท่ากันแบบ Zero Forcing.....	17
2.13 การเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน.....	18
2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	19
2.15 ขนาดคลื่นพาร์โอเอฟดีเอ็มก่อน IFFT.....	20
2.16 เฟสคลื่นพาร์โอเอฟดีเอ็มก่อน IFFT.....	20
2.17 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มในโดเมนเวลา.....	21
2.18 ขนาดคลื่นพาร์โอเอฟดีเอ็มหลังจาก FFT.....	22
2.19 เฟสคลื่นพาร์โอเอฟดีเอ็มหลัง FFT.....	22
2.20 การจางหายแบบมัลติพาท.....	24
2.21 ความสัมพันธ์ของการจางหายและช่วงเวลาสัญลักษณ์.....	26
2.22 ความสัมพันธ์ของการจางหายและแบนด์วิดท์สัญลักษณ์.....	26
2.23 พาทของเส้นแนวสายตา (LOS) และเส้นไม่เป็นแนวสายตา (NLOS).....	28
2.24 PDF ของการแจกแจงของเรย์ลี (Rayleigh) และไรเซียน (Rician) เมื่อ $\sigma = 1$ , $K_r = 0$	30
2.25 ผลกระทบดอปเปลอร์.....	30
2.26 สเปกตรัมดอปเปลอร์ของ Jakes ที่ $f_d = 100\text{Hz}$ .....	31
2.27 ACF ของ CIR ของช่องสัญญาณเรย์ลี (Rayleigh) และไรเซียน (Rician).....	33
2.28 ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีสายอากาศตัวส่ง $N_t$ และ สายอากาศตัวรับ $N_r$ .....	33
2.29 เครื่องส่งโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	34
2.30 เครื่องรับโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	35
2.31 ไพลอตแบบบล็อกและไพลอตแบบคอมบ์.....	38
2.32 ภาพร่างของการประมาณค่าในช่วงแบบอันดับสอง.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.33 บล็อกไดอะแกรมของสถาปัตยกรรม V-BLAST.....	42
3.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบ $N_t \times N_r$ .....	45
3.2 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง ( $N > M$ ).....	45
3.3 พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของวิธีการจัดเรียงไพลอตคอมบ์ทั่วไป.....	46
3.4 ตัวอย่างการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป.....	47
3.5 สัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ที่ใช้งานจริง.....	48
3.6 พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ.....	49
3.7 ตัวอย่างการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอเมื่อจำนวนสายอากาศตัวส่ง 4 ตัว.....	49
4.1ก การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอสำหรับ ระบบ 4x4 MIMO-OFDM เมื่อจำนวนคลื่นพารัลลอล $M = 96$ ( $N > M$ ).....	55
4.1ข การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอสำหรับ ระบบ 4x4 MIMO-OFDM เมื่อจำนวนคลื่นพารัลลอล $M = 64$ ( $N > M$ ).....	56
4.1ค การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอสำหรับ ระบบ 2x2 MIMO-OFDM เมื่อจำนวนคลื่นพารัลลอล $M = 96$ ( $N > M$ ).....	57
4.2ก การเปรียบเทียบ NMSE กับอัตรากำลังคลื่นพารัลลอลต่อกำลังของสัญญาณรบกวนสำหรับ ระบบ 4x4 MIMO-OFDM เมื่อ $f_d T_s = 0.01$ ( $N > M$ ).....	58
4.2ข การเปรียบเทียบ NMSE กับอัตรากำลังคลื่นพารัลลอลต่อกำลังของสัญญาณรบกวนสำหรับ ระบบ 2x2 MIMO-OFDM เมื่อ $f_d T_s = 0.01$ ( $N > M$ ).....	58
4.3ก การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพารัลลอลต่อกำลังของสัญญาณ รบกวนสำหรับระบบ 4x4 MIMO-OFDM เมื่อ $f_d T_s = 0.01$ ( $N > M$ ).....	59
4.3ข การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพารัลลอลต่อกำลังของสัญญาณ รบกวนสำหรับระบบ 2x2 MIMO-OFDM เมื่อ $f_d T_s = 0.01$ ( $N > M$ ).....	60

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

ระบบและมาตรฐานการสื่อสารไร้สายมีวิวัฒนาการอย่างรวดเร็วในช่วงสองทศวรรษที่ผ่านมา อัตราข้อมูลที่เพิ่มขึ้นและคุณภาพของบริการ (QoS) ช่วยให้สามารถพัฒนาจากการส่งข้อมูลเสียงไปเป็นวิดีโอแบบเรียลไทม์ หนึ่งในปัจจัยที่จำกัดในการสื่อสารแบบไร้สายคือแบนด์วิดท์ที่ต้องใช้ประโยชน์อย่างมีประสิทธิภาพ เทคโนโลยีขั้นสูงเช่นการใช้เสาอากาศหลายตัวที่เครื่องรับสัญญาณและเครื่องส่งสัญญาณและโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ถูกเพิ่มเข้าในมาตรฐานเพื่อปรับปรุงการใช้แบนด์วิดท์ที่มีประสิทธิภาพ ระบบสายอากาศหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (Multiple Input Multiple Output : MIMO) ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพอย่างน่าสนใจสำหรับการสื่อสารแบบแบนด์กว้าง (Wideband).

ดังนั้นระบบโทรคมนาคมในปัจจุบันจึงรวมเทคนิคทั้งสองข้างต้นเรียกว่า ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM)[1] ระบบที่ทำงานด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถให้ความทนทานกับช่องสัญญาณความถี่ที่เลือก (Frequency-Selective Channel) และช่องสัญญาณแปรตามเวลาได้นั้นขึ้นอยู่กับวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel Estimation) และการทำให้เท่ากัน (Equalization) โดยสมรรถนะของการประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นจะขึ้นอยู่กับวิธีการจัดเรียงไพลอตที่ออกแบบซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วย

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็นสองกลุ่ม[2] คือ การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไพลอตแบบบล็อก (Block-Type) และการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ (Comb-Type) ในวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไพลอตแบบบล็อก คลื่นพหุย่อยทั้งหมดในบล็อกโอเอฟดีเอ็มจะถูกใช้เป็นไพลอต (Pilot) และบล็อกโอเอฟดีเอ็มจะถูกส่งเป็นระยะๆ ในวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ บางส่วนของคลื่นพหุย่อยจะถูกใช้เป็นไพลอตในแต่ละบล็อกโอเอฟดีเอ็มที่ส่ง ในกรณีแบบบล็อกเนื่องจากคลื่นพหุย่อยทั้งหมดใช้เพื่อส่งไพลอต มันเป็นไปได้ที่จะได้รับการประมาณการที่แม่นยำของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ ในบล็อกต่อมาเราสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณได้ด้วยการสร้างสัญลักษณ์อ้างอิง ซึ่งเป็นการเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องประมาณการช่องสัญญาณ ในขั้นตอนวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ วิธีการการประมาณค่าในช่วง (Interpolation) ต้องถูกใช้เพื่อประมาณค่าการตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของช่องสัญญาณที่ความถี่คลื่นพหุย่อยทั้งหมดและทำให้มีความผิดพลาดบางอย่างเกิดขึ้นซึ่งเป็นผลมาจากการดำเนินการการประมาณค่าในช่วง ความผิดพลาดของการประมาณค่าในช่วงสามารถทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มจำนวนของคลื่นพหุย่อยไพลอต (Pilot Sub-Carriers) แต่วิธีการนี้ก็ลดประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ลงด้วย ด้วยเหตุนี้การออกแบบการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไพลอต โดยไม่เพิ่มจำนวนของคลื่นพหุย่อยไพลอต จึงเป็นวิธีการหนึ่งที่ทำให้ประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์นั้นไม่ลดลงและยังสามารถลดความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงเมื่อเทียบกับระบบอื่นๆ อีกทั้งยังใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างมีประสิทธิภาพและเพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล วิธีง่าย ๆ คือการเพิ่มแบนด์วิดท์ที่จัดสรรซึ่งวิธีนี้เป็นเรื่องยาก เนื่องจากแบนด์วิดท์เป็นทรัพยากรที่หาได้ยากและมีอยู่อย่างจำกัด ด้วยเหตุนี้เพื่อให้ได้อัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นโดยใช้แบนด์วิดท์เท่าเดิมและเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของสเปกตรัม ระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจึงถูกนำมาใช้ร่วมกับระบบโอเอฟดีเอ็มเพื่อทำให้การใช้งานแบนด์วิดท์มีประสิทธิภาพมากขึ้น เรียกว่า ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยระบบนี้จะทำให้อัตราการส่งผ่านข้อมูลที่สูงขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องสัญญาณ 4 ตัว จะมีอัตราการส่งผ่านข้อมูลที่มากกว่าระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องสัญญาณ 2 ตัว เป็นต้น แต่การที่ระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น การประมาณค่าช่องสัญญาณระหว่างเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณก็เป็นกระบวนการสำคัญกระบวนการหนึ่งที่จะทำให้ระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตมีประสิทธิภาพตามที่ต้องการโดยการลดค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการส่งข้อมูล

เนื่องด้วยการใช้ระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันเป็นแบบเคลื่อนที่ จึงทำให้จำเป็นต้องมีรูปแบบในการจำลองช่องสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มากขึ้นตามลักษณะการใช้งาน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ทำให้สมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตลดลง เมื่อนำระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตไปใช้ในช่องสัญญาณที่เครื่องรับและเครื่องส่งมีความเร็วที่สัมพันธ์ต่อกันทำให้เกิดการเลื่อนของค่าความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler Frequency Spread Shift) ซึ่งนำไปสู่การเกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย (Inter-Carrier Interference : ICI) และด้วยการแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อยนี้จะทำให้สมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตลดลง ดังนั้นค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่ต้องได้รับการปรับปรุงให้มีค่าความแม่นยำมากที่สุด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบทั้งในด้านการประสิทธิภาพของการใช้งานสเปกตรัมและอัตราการส่งผ่านข้อมูลของระบบ วิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงทำการศึกษาวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดแบบคอมบ์ที่เหมาะสม เพื่อให้การประมาณค่าช่องสัญญาณมีความแม่นยำมากที่สุด จากการประมาณค่าอย่างแม่นยำนี้จะสามารถนำไปใช้ประกอบการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมและประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตดีขึ้น

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์ วิธีการการประมาณค่าในช่วงต้องถูกใช้เพื่อประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ความถี่คลื่นพหุย่อยทั้งหมด และทำให้มีความผิดพลาดบางอย่างเกิดขึ้นซึ่งเป็นผลมาจากการดำเนินการการประมาณค่าในช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดของการประมาณค่าในช่วงสามารถทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มจำนวนของคลื่นพหุย่อยไหลอด แต่วิธีการนี้ก็จะลดประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ลงด้วย

เพื่อหลีกเลี่ยงการลดประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ในระบบ การเพิ่มจำนวนของคลื่นพหุย่อยไหลอดจึงไม่ถูกนำมาใช้ ดังนั้นการศึกษาการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจ โดยการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดแบบทั่วไปนั้น มีผลกระทบอย่างมากต่อสมรรถนะของระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตเมื่อจำนวนของสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับมีจำนวนเพิ่มขึ้น ยิ่งจำนวนสายอากาศเพิ่มขึ้นมากยิ่งขึ้นทำให้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดแบบทั่วไปมีความผิดพลาดมากขึ้นตามไปด้วย เพื่อแก้ปัญหานี้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะทำให้ลดค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดแบบทั่วไป[3]

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตเป็นผลมาจากการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณหรือเกิดจากการจางหายต่างๆของสัญญาณ ทั้งแบบไม่มีการเคลื่อนที่ไปจนถึงแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง คลื่นพหุย่อยแต่ละตัวจะได้รับผลกระทบจากการลดทอนและการหมุนเฟสเนื่องจากช่องสัญญาณมัลติพาธ (Multi-Path) ในการรับสัญญาณอย่างถูกต้องผู้รับต้องสามารถประเมินการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้ ในระบบการสื่อสารไร้สายวิธีการมากมายถูกใช้เพื่อประมาณค่าช่องสัญญาณซึ่งแต่ละวิธีการนั้นมีความผิดพลาดแตกต่างกันแล้วแต่วิธีการ เช่น วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณทางโดเมนความถี่[4]ซึ่งความแม่นยำของการประมาณค่าช่องสัญญาณจะลดลงอย่างมากเนื่องจากผลกระทบบริเวณขอบ (Border Effect)[5] จากปัญหาของวิธีการประมาณค่าสัญญาณทางโดเมนความถี่จึงมีการเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณแบบวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ซึ่งสามารถให้ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณได้มากกว่าเนื่องจากการลดผลกระทบบริเวณขอบ แม้ว่าวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณแบบวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดจะสามารถให้ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศที่เครื่องและสายอากาศที่เครื่องรับสำหรับระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง อย่างไรก็ตามความแม่นยำของมันจะถูกทำให้ลดลงอย่างมากเนื่องจากความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นรอบๆทั้งสองข้างของสัญญาณเมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งเพิ่มขึ้น เพื่อแก้ปัญหานี้ของวิธีการที่กล่าวมานี้วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการใช้วิธีการจัดเรียงสัญญาณลักษณะไหลอดแบบคอมบ์รูปแบบใหม่สำหรับระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง โดยคาดว่าวิธีการที่นำเสนอจะสามารถแก้ไขปัญหาลผลกระทบบริเวณขอบ และยับยั้งความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณทั้งสองข้างแม้ว่าจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากซึ่งมีผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้นด้วย

#### 1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยการออกแบบการจัดเรียงคลื่นพหุย่อยไหลอดรูปแบบใหม่และทำการทำให้เท่ากันแบบบังคับให้เท่ากับศูนย์ (Zero Forcing Equalization) เพื่อให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น เนื่องจากการลดผลกระทบบริเวณขอบและการยับยั้งความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณ ผู้เขียนได้ทำการใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลอง V-BLAST ในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยมีการจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับที่มีสายอากาศฝั่งละ 4 ตัวและจำลองการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณแบบการจางแบบมัลติพาท (Multipath Fading) ซึ่งประเมินผลความแม่นยำของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ Normalized Mean Square Error (NMSE) และแสดงผลสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการปกติ

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งการศึกษาออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัยซึ่งประกอบไปด้วยพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มและระบบสายอากาศหลายตัว สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนช่องสัญญาณแบบต่างๆ การประมาณค่าช่องสัญญาณและวิธีการทำให้เท่ากันแบบบังคับให้เท่ากับศูนย์

บทที่ 3 จะกล่าวถึงแนวทางการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST ในระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง ประกอบด้วยแนวทางการจัดเรียงคลื่นพารัลลอลรูปแบบใหม่ วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณในระบบที่นำเสนอและขั้นตอนวิธีการตรวจหาแบบ ZF-VBLAST[6]

บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ ได้แก่ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบและวิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบสมรรถนะของการประมาณค่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalize Mean Square Error (NMSE) และสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับระดับขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Level)

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยกล่าวถึงบทสรุปของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบพื้นฐานทั่วไป

## บทที่ 2

# ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

### 2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน

#### 2.1.1 ระบบสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียวและหลายคลื่นพาห์

##### 2.1.1.1 ระบบการส่งแบบคลื่นพาห์เดียว

เมื่ออัตราการรับส่งข้อมูลของระบบไม่สูงเกินไปและสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากสัญญาณมัลติพาธ (Multi-Path) ที่ไม่เฉพาะเจาะจงมาก ระบบการรับส่งสัญญาณแบบคลื่นพาห์เดียว (Single Carrier) โดยปกติจะใช้แบบรูปที่ 2.1 โดยที่  $g(t)$  คือตัวกรองการจับคู่ (Matching Filter) ขึ้นตอนวิธีการทำให้เท่ากันที่เหมาะสมสามารถใช้เพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง แต่สำหรับการให้บริการบรอดแบนด์ของการรับส่งผ่านข้อมูลที่มีอัตราสูง การกระจายล่าช้าที่เกิดจากการซ้อนทับกันระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูลจะทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol-Interference : ISI) ระหว่างสัญลักษณ์ซึ่งมีความต้องการในการทำให้เท่ากันที่สูงขึ้น จากมุมมองอื่นเมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณมีมากเกินไปและใกล้เคียงกับแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกันของช่องสัญญาณ การกระจายตัวของเวลาจะแสดงผลในการจากหายของข้อมูลที่เลือกและการทำสัญญาณเดียวกันในส่วนประกอบความถี่ที่แตกต่างกันจะสะท้อนถึงลักษณะการจากหายที่แตกต่างกัน ซึ่งเราไม่ต้องการ ตามรูป



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของคลื่นพาห์เดียว

##### 2.1.1.2 ระบบการส่งแบบหลายคลื่นพาห์

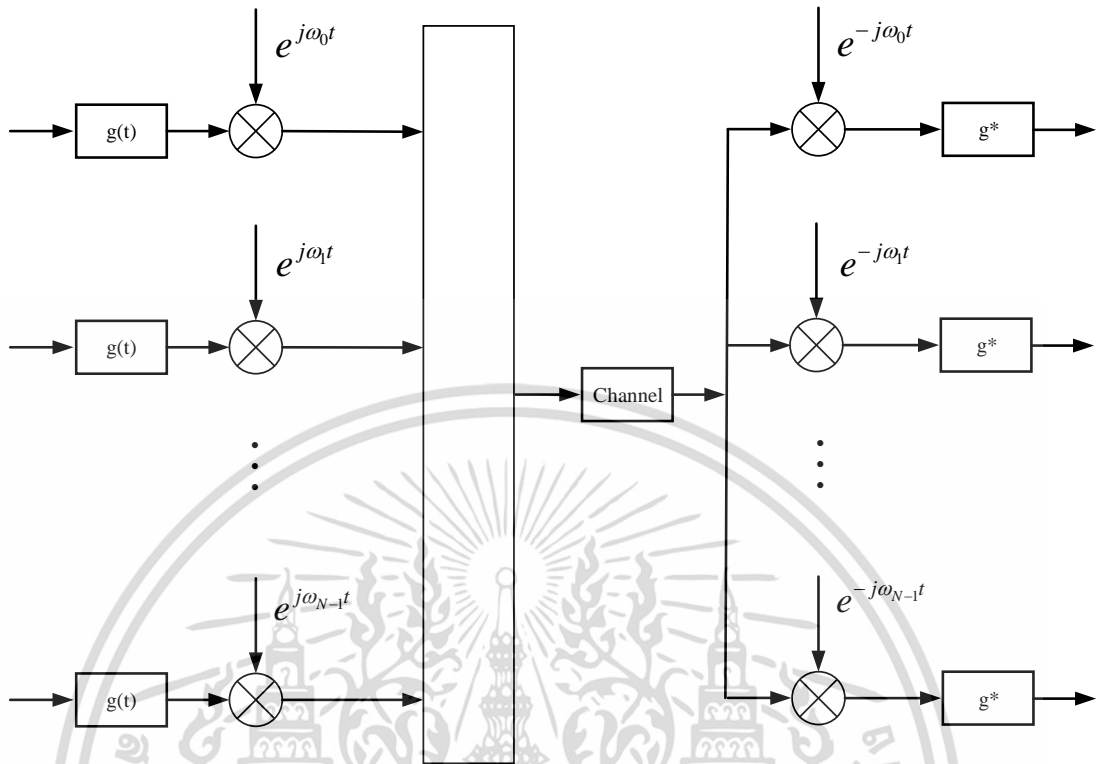
ระบบการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi Carrier) เป็นวิธีการของข้อมูลที่ส่งโดยการแบ่งเป็นหลายส่วนประกอบและส่งแต่ละส่วนประกอบเหล่านี้ผ่านสัญญาณคลื่นพาห์แยกต่างหาก คลื่นพาห์แต่ละตัวมีแบนด์วิดท์แคบ แต่สัญญาณประกอบสามารถมีแบนด์วิดท์ได้กว้าง ข้อดีของระบบรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์รวมถึงการสร้างภูมิคุ้มกันแบบสัมพันธ์ให้จากหายที่เกิดจากการรับส่งผ่านมากกว่าหนึ่งพาธในแต่ละช่วงเวลา (Multipath Fading) ความอ่อนไหวง่ายน้อยกว่าระบบคลื่นพาห์เดียวในการส่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ (Impulse Noise) และเพิ่มภูมิคุ้มกันให้กับการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์ ข้อจำกัดได้แก่ความยากลำบากในการซิงโครไนซ์คลื่นพาห์ภายใต้เงื่อนไขเล็กน้อยและความต้องการที่เข้มงวดมากขึ้นว่าการขยายจะเป็นแบบเส้นตรง รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของแผนผังระบบหลายคลื่นพาห์

มีระบบการรับส่งแบบหลายคลื่นพาห์หลายประเภท ยกตัวอย่างเช่น โอเอฟดีเอ็ม (OFDM), มัลติโทนแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Multi-Tone : DMT) และการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulation : MCM) วิธีการทั้งสามประเภทนี้โดยทั่วไปเป็นวิธีการเดียวกัน แต่ในโอเอฟดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอ็ม (OFDM) คลื่นพาร์ทย่อยยังคงตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งไม่ได้เป็นการก่อตั้งของการมอดูเลตหลายคลื่นพาร์ท

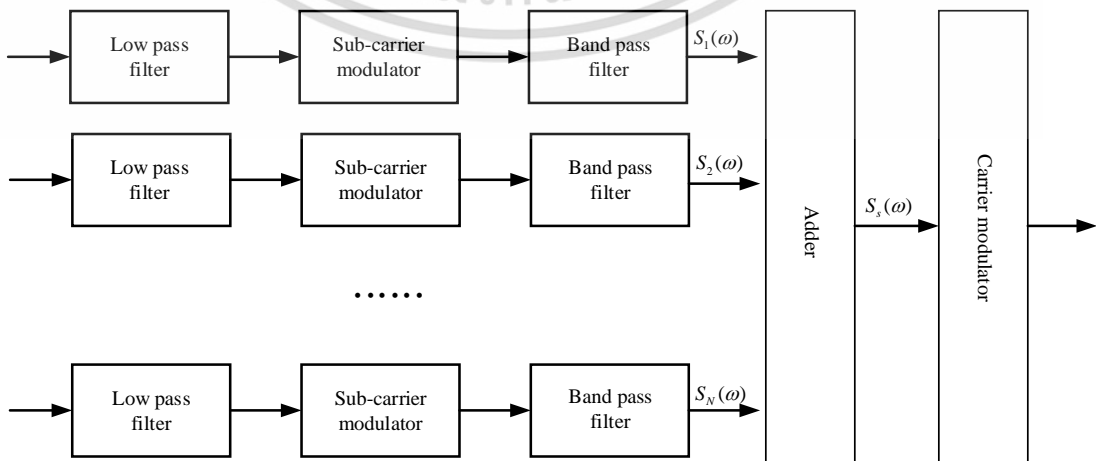


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของคลื่นพาร์ทหลายตัว

### 2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่และแบบแบ่งช่วงความถี่เชิงตั้งฉาก

#### 2.1.2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency-Division Multiplexing : FDM) เป็นแผนการที่มีการนำสัญญาณจำนวนมากมารวมกันสำหรับการรับส่งข้อมูลบนสายการสื่อสารหรือช่องสัญญาณเดียว แต่สัญญาณจะมีการกำหนดความถี่ที่แตกต่างกันเป็นช่องสัญญาณย่อยภายในช่องสัญญาณหลัก ส่วนของการส่งของแผนผังระบบการรับส่ง การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ถูกแสดงในรูปที่ 2.3 และส่วนการรับจะเป็นกระบวนการย้อนกลับ



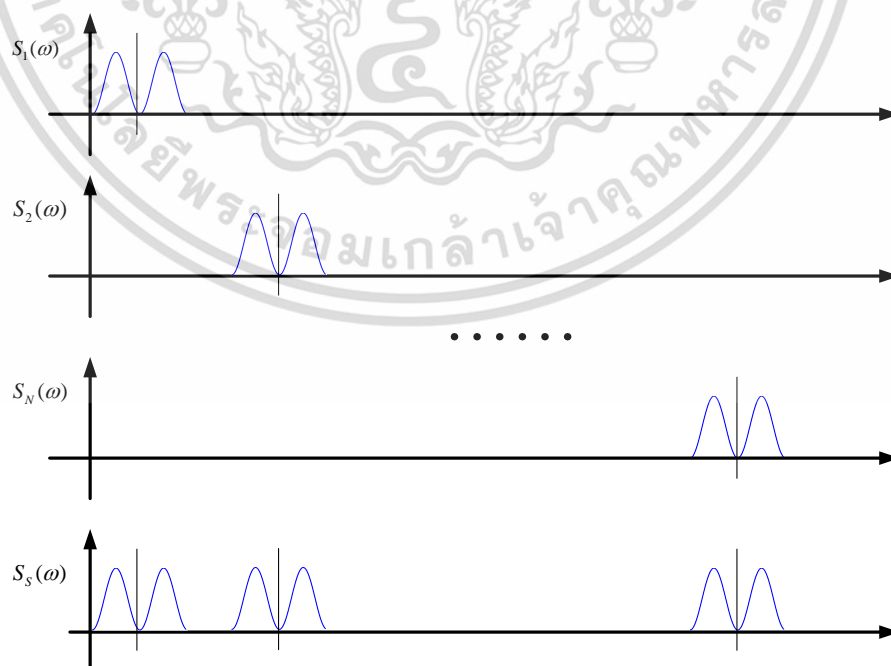
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของระบบเอฟดีเอ็ม (FDM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสมมติว่ามีสัญญาณ  $N$  ประกอบด้วย  $f_1(t), f_2(t), \dots, f_N(t)$  โดยมีแบนด์วิดท์เดียวกันรอการส่งสัญญาณ พวกเขาผ่านตัวกรองความถี่ต่ำที่แยกต่างหากเพื่อให้แน่ใจว่าแบนด์วิดท์ไม่เกิน  $2\omega_f$  โดยที่  $\omega_f$  คือความถี่ สัญญาณคลื่นพาย่อยต่างๆถูกปรับเพื่อให้ได้การเคลื่อนที่ของความถี่ให้เรากำหนดชุดของคลื่นไซน์ (Sine Waves) ที่มีความถี่เช่นเดียวกับคลื่นพาย่อยและความถี่ที่สอดคล้องกันเรียกว่าความถี่ของคลื่นพาย่อย หากต้องการจำกัดแบนด์วิดท์ที่แชร์โดยแต่ละคลื่นพาย่อย เราจะตั้งค่าตัวกรองผ่านแถบความถี่ก่อนเพิ่มอุปกรณ์ในแต่ละวิธี สัญญาณแบบหลายช่องสัญญาณยังคงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) และสามารถโอนผ่านสายได้โดยตรง ขณะนี้สัญญาณไม่ทับซ้อนกันในแถบความถี่ที่เวลานี้ ดังนั้นจึงสามารถใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมเพื่อถ่ายโอนสัญญาณ  $N$  เข้าด้วยกันได้ สัญญาณเอฟดีเอ็ม (FDM) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$S_s(t) = \sum_{n=1}^N f_n \cos \omega_n(t) \quad (2.1)$$

เพื่อให้การรับส่งสัญญาณแบบไร้สายสัญญาณสำเร็จ สัญญาณจำเป็นต้องถูกสังเคราะห์บนคลื่นพาห้ความถี่วิทยุที่มอดูเลตแล้วและมันถูกเรียกว่าคลื่นพาห้มอดูเลต (Modulation Carrier) ในเครื่องรับ กระบวนการแยกสัญญาณคือการเปลี่ยนแปลงตรงกันข้าม ประการแรกการแยกสัญญาณคลื่นพาห้หลักของสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) และสัญญาณที่กู้คืนจะถูกเพิ่มเข้าไปในมัลติเพลกซ์ทั้งหมดผ่านตัวกรองในแต่ละทาง ความถี่กลางของตัวกรองความถี่แต่ละตัวจะจำกัดแบนด์วิดท์และความถี่ของคลื่นพาย่อยเพื่อให้มีเฉพาะสัญญาณในช่องสัญญาณเพื่อให้เกิดการแบ่งแยกย่านความถี่ หลังจากการแยกสัญญาณคลื่นพาย่อยของสัญญาณข้อมูลสเปกตรัมสามารถรับได้จากย่านที่แตกต่างกันของสัญญาณเอฟดีเอ็ม (FDM) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การวิเคราะห์สเปกตรัมของระบบเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่เชิงตั้งฉาก

ตามหลักการของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM) ชุดคลื่นพหุคูณย่อยของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่เชิงตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ใช้ฟังก์ชันไซน์หรือโคไซน์แบบตั้งฉากกัน การตั้งฉากกันของ  $\{\cos n\omega t\}$  และ  $\{\sin n\omega t\}$  ( $n, m = 1, 2, 3, \dots$ ) เกิดขึ้นใน  $(t_0, t_0 + T)$  ดังนี้

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \cos n\omega t \sin m\omega t dt = \begin{cases} 0 & (n \neq m) \\ T/2 & (n = m) \\ T & (n = m = 0) \end{cases} \quad T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (2.2)$$

ฟังก์ชันไซน์มีลักษณะคล้ายกับฟังก์ชันโคไซน์ตามทฤษฎี ให้ความถี่ของคลื่นพหุคูณย่อย  $N$  คือ  $f_1, \dots, f_N$  และ  $f_k = f_0 + k/T_N, k = 0, 1, \dots, N-1$  โดยที่  $T_N$  คือระยะเวลาของรหัสหนึ่งหน่วย สัญญาณคลื่นพหุคูณย่อยเดี่ยวถูกกำหนดให้เป็น

$$f_k(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_k t) & 0 \leq t \leq T_N \\ 0 & \text{Others} \end{cases} \quad (2.3)$$

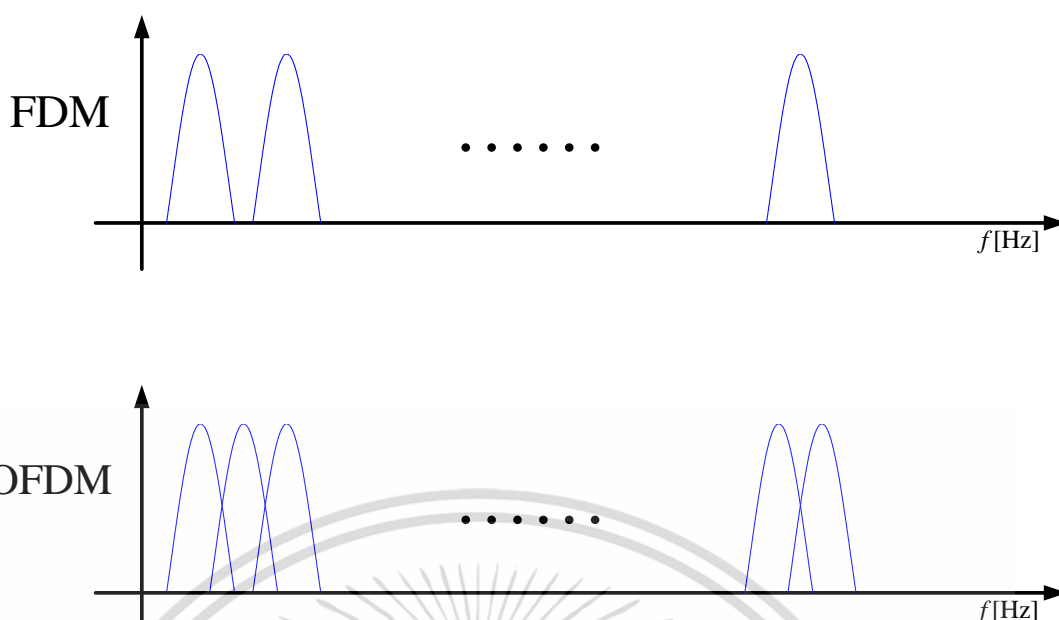
เรารู้จากการตั้งฉากกันว่า

$$\int f_n(t) f_m(t) dt = \begin{cases} T_N & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (2.4)$$

ดังนั้นคลื่นพหุคูณย่อยจะมีมุมฉากซึ่งกันและกัน ตัวรับสามารถแยกสัญญาณที่มอดูเลตโดยตั้งฉากกัน ถ้าสัญญาณถูกชิงโครโมสอย่างเคร่งครัด สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) จะเหมือนกับเอฟดีเอ็ม (FDM) ตามด้านล่าง

$$S(t) = \sum_{n=1}^N f_n \cos \omega_n(t) \quad (2.5)$$

แต่ความแตกต่างคือสเปกตรัมที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 จากรูปที่ 2.5 เอฟดีเอ็มต้องการการป้องกันช่วงกว้างเนื่องจากการแบ่งความถี่ที่ต้องการในเครื่องรับ แต่สเปกตรัมสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้รับต้องเล็กกว่าแบนด์วิดท์ เนื่องจากคลื่นความถี่ของช่องสัญญาณย่อยที่อยู่ติดกันอาจจะซ้อนทับกัน



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมหลายๆอันของเอฟดีเอ็ม (FDM) และโอเอฟดีเอ็ม (OFDM)

## 2.2 หลักการของระบบโอเอฟดีเอ็ม

### 2.2.1 การมอดูเลตดิจิทัล M-ary

เพื่อให้บรรลุการรับส่งข้อมูลที่มีประสิทธิภาพการมอดูเลตดิจิทัล M-ary (M-ary Digital Modulation) สามารถใช้ในการส่งสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบดิจิทัลไบนารี สัญลักษณ์ M-ary สามารถบรรจุ  $\log_2 M$  บิตของข้อมูลได้ในขณะที่สัญลักษณ์ไบนารีสามารถบรรจุข้อมูลได้เพียงหนึ่งบิต โดยทั่วไปวิธีการมอดูเลต M-ary แบบดิจิทัลที่ใช้ในระบบสื่อสารดิจิทัล ประกอบด้วย การมอดูเลตแอมพลิจูดคงที่และการมอดูเลตแอมพลิจูดที่ไม่คงที่ ตัวอย่างทั่วไปของสองวิธีการมอดูเลตคือการมอดูเลตแบบเอ็มพีเอสเค (M-ary Phase Shift Keying : MPSK) และและการมอดูเลตแบบควิแอมเอ็ม (Quadrature Amplitude Modulation : QAM)[7]

ในมอดูเลตเอ็มพีเอสเค เฟสของคลื่นพาห์ถูกเลือกโดย  $M$  ที่แตกต่างกัน จากนั้น  $\theta_i = 2\pi i/M$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$  ฟังก์ชันของเฟสหลังจากการมอดูเลตคือ

$$s_i = \sqrt{E_s} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i / M)$$

$$s_i = \sqrt{E_s} \cos(2\pi i / M) \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{E_s} \sin(2\pi i / M) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

$\sqrt{E_s}$  หมายถึงพลังงานต่อสัญลักษณ์

เราใช้การมอดูเลตแบบควิพีเอสเค (Quadrature Phase Shift Keying : QPSK) เป็นตัวอย่าง เพื่อแนะนำการมอดูเลตแบบเอ็มพีเอสเค

การมอดูเลตแบบควิพีเอสเค (QPSK) ใช้สี่จุดในแผนภาพกลุ่มดาว (Constellation) ที่ว่างเท่ากันรอบวงกลมที่สี่เฟส การมอดูเลตแบบควิพีเอสเค สามารถเข้ารหัสสองบิตต่อสัญลักษณ์ดังแสดง ในรูปที่ 2.6 โดยการใช้การเข้ารหัสเกรย์ (Gray Code) เพื่อลดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BER) ให้น้อยที่สุดซึ่งบางครั้งก็เข้าใจผิดว่าเป็น BER ของการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying : BPSK) เป็นสองเท่า

การดำเนินงานของการมอดูเลตแบบควีพีเอสเคเป็นแบบทั่วไปมากกว่าของการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค และยังระบุถึงการดำเนินการของการมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK) ที่ลำดับสูงขึ้น การเขียนสัญลักษณ์ในแผนภาพกลุ่มดาวในเทอมของคลื่นไซน์และโคไซน์ที่ใช้ในการส่งผ่าน

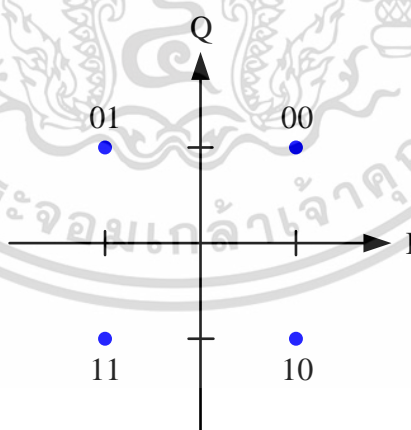
$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + (2n-1)\frac{\pi}{4}), \quad n = 1, 2, 3, 4 \quad (2.7)$$

ซึ่งจะให้สี่เฟส  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$  และ  $7\pi/4$  ตามต้องการ ซึ่งส่งผลให้เกิดพื้นที่สัญญาณสองมิติที่มีฟังก์ชันพื้นฐานหนึ่งหน่วย

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.8)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.9)$$

ฟังก์ชันพื้นฐานแรกใช้เป็นส่วนประกอบในเฟสของสัญญาณและส่วนที่สองเป็นองค์ประกอบการสร้างจัตุรัสพื้นที่เท่าของสัญญาณ ดังนั้นกลุ่มสัญญาณประกอบด้วยพื้นที่สัญญาณ 4 จุด ( $\pm\sqrt{E_s}/2, \pm\sqrt{E_s}/2$ ) ตัวประกอบของ  $1/2$  แสดงให้เห็นว่ากำลังงานทั้งหมดถูกแบ่งออกอย่างเท่าเทียมกันระหว่างสองคลื่นพาห์



รูปที่ 2.6 แผนที่ยกกลุ่มดาวของการมอดูเลตแบบควีพีเอสเค (QPSK)

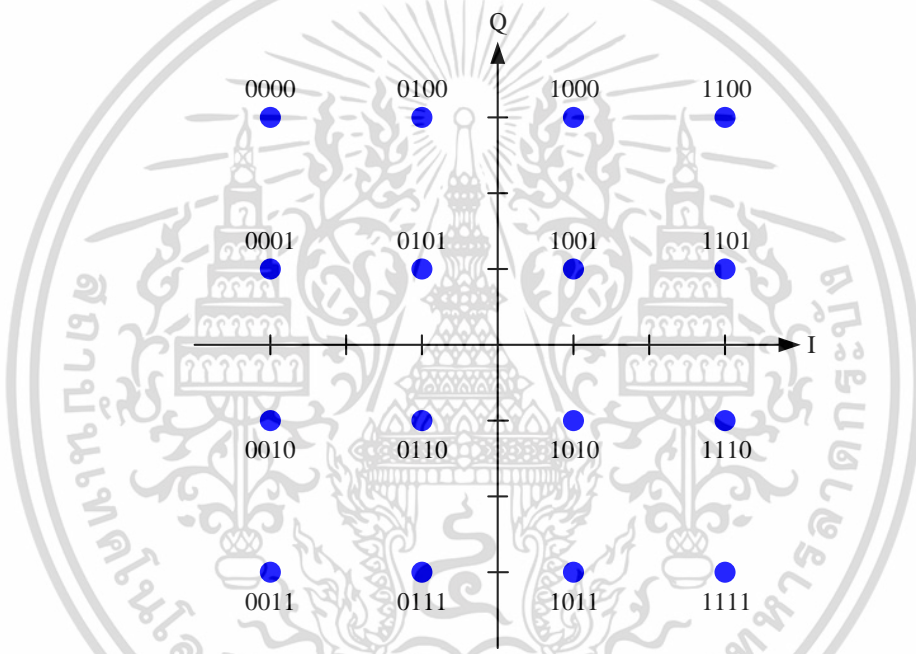
เนื่องจากแอมพลิจูดของการมอดูเลตแบบเอ็มพีเอสเค (MPSK) จะคงที่อยู่เสมอ ดังนั้นเราจึงสามารถหาแผนภาพกลุ่มดาวแบบวงกลมได้ ถ้าสามารถเปลี่ยนเฟสและความกว้างของสัญญาณได้ เราจะได้วิธีการมอดูเลตแบบควีเอเอ็ม (QAM) ที่มีค่าความกว้างไม่คงที่ ฟังก์ชันสัญญาณหลังจากการมอดูเลตแบบควีเอเอ็ม (QAM) สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_i = \sqrt{E_{\min}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{E_{\min}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (2.10)$$

$\sqrt{E_{\min}}$  หมายถึงพลังงานของสัญลักษณ์ที่มีแอมพลิจูดต่ำสุด  $a_i, b_i (i=0,1,2,3,\dots,M-1)$  คือคู่ของจำนวนเต็มอิสระที่สามารถกำหนดได้โดยแผนภาพกลุ่มดาว รูป 2.7 แสดงแผนภาพกลุ่มดาวสัญญาณของการมอดูเลตแบบ 16-QAM

เหตุผลที่เรามีความกังวลเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบ 16-QAM มีดังนี้ ผลการวิจัยสรุปได้ว่าการมอดูเลตแบบ 2-QAM และ 4-QAM เป็นการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค (BPSK) และควีพีเอสเค (QPSK) ตามลำดับ นอกจากนี้ประสิทธิภาพของอัตราข้อผิดพลาดของการมอดูเลตแบบ 8-QAM อยู่ใกล้เคียงกับของการมอดูเลตแบบ 16-QAM (มีค่าเพียงประมาณ 0.5 dB ตีกว่า) แต่อัตราข้อมูลเป็นเพียงสามในสี่ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM เท่านั้น



รูปที่ 2.7 แผนทึกลุ่มดาวแบบการมอดูเลตแบบ 16-QAM

### 2.2.2 หลักการของระบบโอเอฟดีเอ็ม

สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM Symbol) หนึ่งตัวรวมถึงจำนวนของการสังเคราะห์สัญญาณแบบมอดูเลตของคลื่นพาห่อย่อยและคลื่นพาห่อย่อยแต่ละรายสามารถมอดูเลตโดยการมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK) หรือ ควีเอเอ็ม (QAM) เรากำหนด  $N$  เป็นจำนวนคลื่นพาห่อย่อยและ  $T$  เป็นระยะเวลาของสัญลักษณ์ ตามที่สัญลักษณ์ข้อมูลที่กำหนดให้กับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยให้  $f_0$  เป็นความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่  $0^{\text{th}}$  นอกจากนี้กำหนด  $d_i (i=0,1,\dots,N-1)$  เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณย่อยและ  $reat(t) = 1, |t| \leq T/2$  ตามลำดับ

จาก  $t = t_s$  โดยที่  $t_s$  คือจุดใดก็ตาม สัญลักษณ์ของโอเอฟดีเอ็มสามารถเขียนเป็น

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect} \left( t - t_s - \frac{T}{2} \right) \exp \left[ j2\pi \left( f + \frac{i}{T} \right) (t - t_s) \right] \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

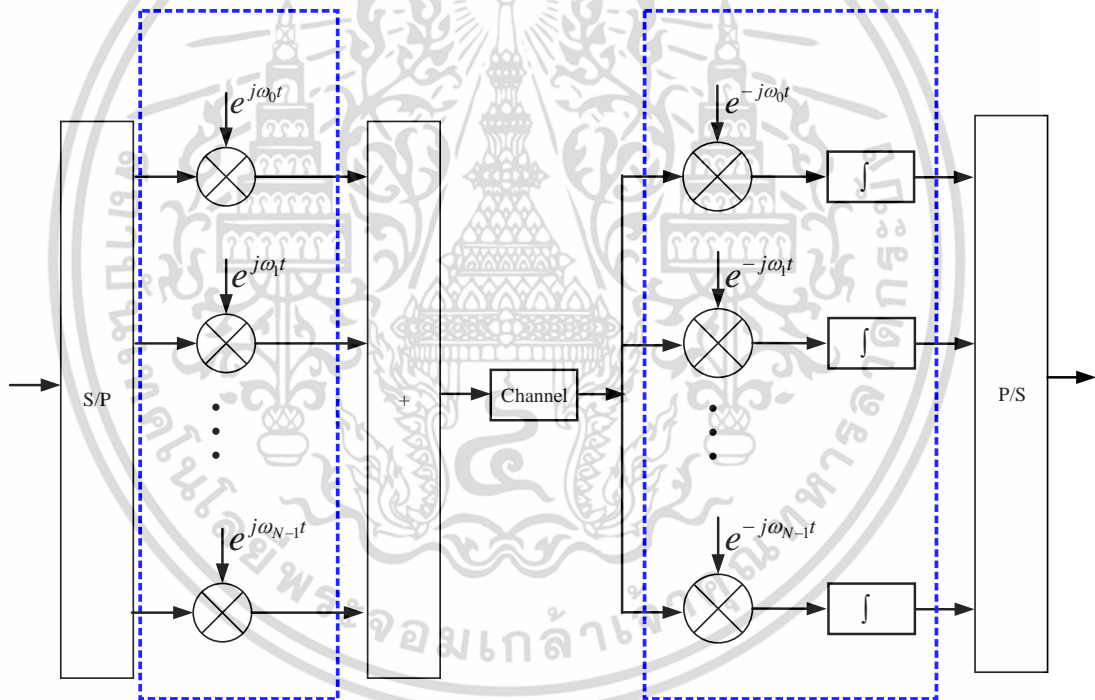
$$s(t) = 0, t < t_s, t > t_s + T \quad (2.11)$$

อย่างไรก็ตาม สัญญาณเอาท์พุทของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะอธิบายได้เสมอโดยรูปแบบเบสแบนด์ที่ซับซ้อนเทียบเท่ากันตามสมการที่ 2.12

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect} \left( t - t_s - \frac{T}{2} \right) \exp \left[ j2\pi \left( f + \frac{i}{T} \right) (t - t_s) \right], t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, t < t_s, t > t_s + T \quad (2.12)$$

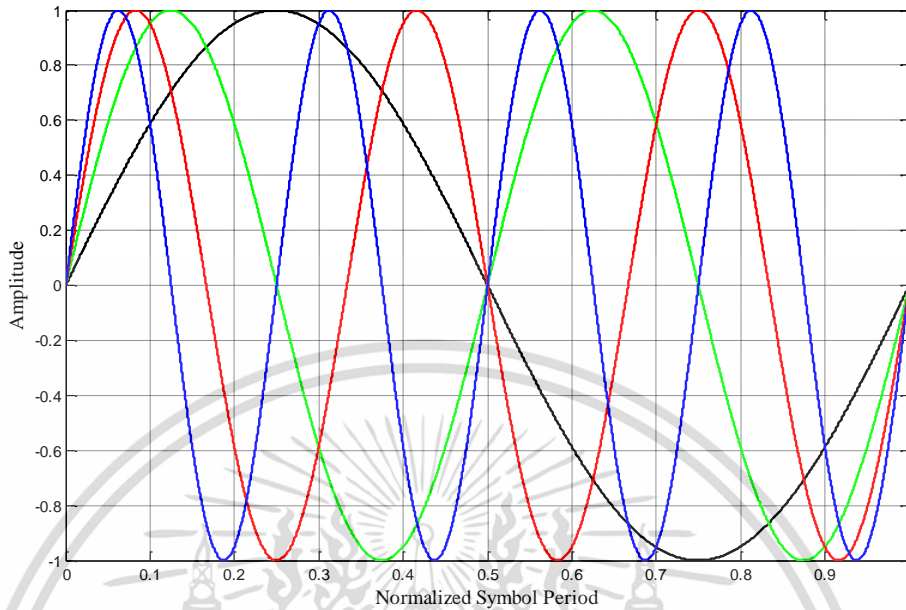
ในกรณีที่ส่วนจริงและส่วนจินตภาพสอดคล้องกับส่วนประกอบในเฟส (In-Phase) และจัตุรัสพื้นที่เท่าของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มตามลำดับ[8] รูปแบบพื้นฐานของโอเอฟดีเอ็มแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แบบจำลองพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มกับคลื่นพาห์ 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM Symbol) ที่มี 4 คลื่นพาห์

คลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดมีแอมพลิจูดและเฟสเดียวกัน แต่ในการใช้งานจริงเนื่องจากการมอดูเลตของสัญลักษณ์ข้อมูลแต่ละคลื่นพาห์ย่อยและแอมพลิจูดอาจแตกต่างกัน จากรูปที่ 2.9 เราจะพบว่าแต่ละคลื่นพาห์ย่อยของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีจำนวนเต็มหลายแบบของรอบ แต่ความแตกต่างระหว่างแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันคือหนึ่งรอบ คุณลักษณะนี้สามารถใช้เพื่ออธิบายการตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย

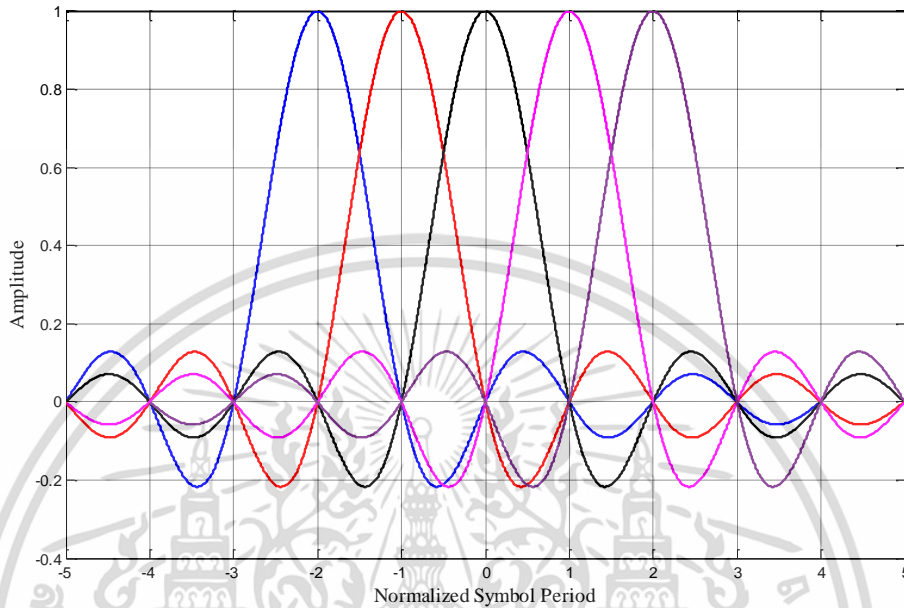
$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j\omega_n t) * \exp(-j\omega_m t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (2.13)$$

ตัวอย่างเช่น ให้เราแยกสัญญาณคลื่นพาห์ย่อย  $j^{\text{th}}$  ในสมการ 2.12 และรวมไว้ในระยะเวลา  $T$  เราจะได้

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)) * \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) dt \\ \hat{d}_j &= \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) dt \\ \hat{d}_j &= d_j \end{aligned} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามสูตรข้างต้นเราจะได้รับสัญลักษณ์ที่คาดหวัง  $d_j$  โดยแยกสัญญาณคลื่นพหุย่อย  $j^{\text{th}}$  สำหรับคลื่นพหุย่อยอื่นเนื่องจากความแตกต่างของความถี่  $(i-j)/T$  ในช่วงเวลาการรวมเข้าด้วยกันทำให้เกิดจำนวนเต็มหลายแบบของรอบ ดังนั้นค่าสัมบูรณ์จะเป็นศูนย์



รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยของโอเอ็ฟดีเอ็ม (OFDM)

รูปที่ 2.10 ให้แต่ละคลื่นพหุย่อยภายในขอบเขตครอบคลุมผ่านคลื่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าซึ่งเป็นสัญลักษณ์ของฟังก์ชัน sinc ตามสเปกตรัมที่ค่าสูงสุดของแต่ละความถี่ของคลื่นพหุย่อย ค่าของสเปกตรัมของสัญญาณย่อยอื่นๆทั้งหมดจะเท่ากับศูนย์ ในกระบวนการการแยกสัญญาณ (Demodulation) ของสัญลักษณ์ของโอเอ็ฟดีเอ็มเราจำเป็นต้องคำนวณจุดเหล่านี้ซึ่งสอดคล้องกับค่าสูงสุดสำหรับแต่ละความถี่ของคลื่นพหุย่อย ดังนั้นเราจึงสามารถแยกแต่ละสัญลักษณ์สเปกตรัมของช่องสัญญาณย่อยออกจากหลายช่องสัญญาณย่อยที่ทับซ้อนกันโดยไม่มีการรบกวนของช่องสัญญาณย่อยอื่นๆ

### 2.2.3 การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform)

จากรูปที่ 2.3 เราจะพบว่าเครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์, ตัวกรอง, ตัวมอดูเลต และ ตัวแยกสัญญาณจำนวนมากมีความจำเป็นเมื่อ  $N$  มีขนาดใหญ่ และค่าใช้จ่ายมากเกินไปสำหรับระบบ

เพื่อแก้ปัญหาเรื่องความซับซ้อนและต้นทุนของระบบโอเอ็ฟดีเอ็ม เรามักใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว/การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (IFFT/FFT) เพื่อใช้การมอดูเลตและการแยกสัญญาณของระบบ

หลังจากทำการกระบวนการของการแยกแยะทางคณิตศาสตร์สำหรับ  $s(t)$  ใน  $t = mT_s$  เราจะได้รับ

$$s(mT_s) = \sum [a(n) \cos 2\pi f_n(mT_s) + b(n) \sin 2\pi f_n(mT_s)], \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } f_n = f_c + n\Delta f$$

$$s(m) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} [a(n) + jb(n)] \exp\left(\frac{j2\pi nm}{N}\right) \right\}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.16)$$

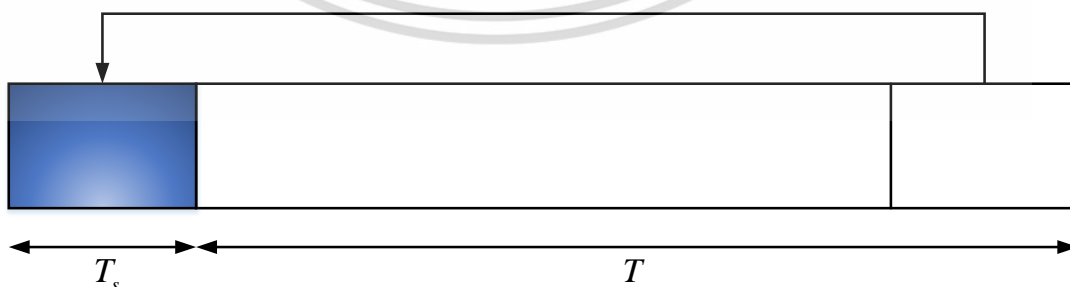
ฟังก์ชันในวงเล็บคือรูปแบบของการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง (DFT) ของ  $d(n) = a(n) + jb(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, N$  ดังนั้นส่วนที่อยู่ในกล่องเส้นประของรูปที่ 2.8 สามารถทำได้โดย IDFT/DFT

แต่ข้อเสียของ DFT คือการทำงานที่ซับซ้อน อย่างไรก็ตามในขณะที่การพัฒนา FFT การใช้ IFFT/FFT สามารถใช้งานได้ง่ายในระบบโอเอฟดีเอ็มเพื่อให้เกิดการมอดูเลตและการแยกสัญญาณและทำให้สามารถใช้งานโอเอฟดีเอ็มได้จริง[9]

### 2.2.4 ตัวเสริมหน้าไซคลิก (Cyclic Prefix) ในระบบโอเอฟดีเอ็ม

เมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกใช้สำหรับการรับส่งข้อมูลผ่านคลื่นความถี่ที่กว้างแวนแต่มีคลื่นพายุย่อยจำนวนมาก สัญญาณของคลื่นพายุย่อยยากที่จะทำให้แบนด์วิดท์ที่มีขนาดเล็กกว่าแบนด์วิดท์ที่เชื่อมโยงกันของช่องสัญญาณ ดังนั้นการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol-Interference : ISI) ส่วนที่เหลือมีขนาดใหญ่เกินไปทำให้มีความเสียหายต่อการตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพายุย่อย ทำให้เกิดข้อผิดพลาดในการแยกสัญญาณและส่งผลให้เกิดอัตราความผิดพลาดบิต

เพื่อที่จะกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เราสามารถเพิ่มช่วงเวลาป้องกันได้ (Guard Interval : GI) ก่อนสัญลักษณ์ข้อมูลและทำให้ความยาวเวลาของช่วงเวลาป้องกันมีขนาดใหญ่กว่าช่องสัญญาณการแพร่กระจายความล่าช้าโดยประมาณ อย่างไรก็ตาม ถ้าช่วงเวลาป้องกัน วางเปล่า การตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพายุย่อยจะไม่สามารถใช้ได้อีกเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุ (Inter-Carrier-Interference : ICI) ซึ่งเกิดจากมัลติพาท เพื่อลดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุ ไซคลิก (Cyclic) ของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะขยายออกเป็นช่วงเวลาป้องกัน ดังนั้นตัวเสริมหน้าไซคลิก (Cyclic Prefix : CP) จะถูกเพิ่มในสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มดังแสดงในรูปที่ 2.11 และช่วงเวลาการป้องกันจะได้รับการรับรองให้กว้างกว่าการแพร่กระจายความล่าช้าของหลายช่องสัญญาณเพื่อให้การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุสามารถกำจัดได้



รูปที่ 2.11 ตัวเสริมหน้าไซคลิก (Cyclic Prefix)

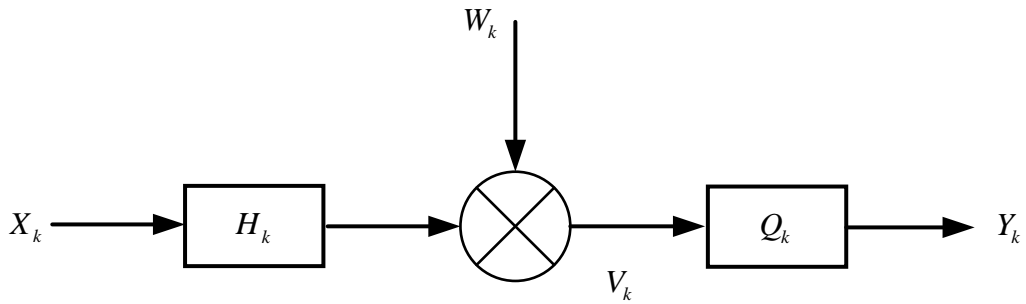
โดยที่  $T$  คือความยาวของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มหนึ่งอันและ  $T_s$  คือความยาวของตัวเสริมหน้าไซคลิกในโดเมนเวลาตามลำดับในรูปที่ 2.11 ส่วนที่เป็นเงาในรูปที่ 2.11 เป็นตัวเสริมหน้าไซคลิก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังระบบอื่นตามการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มันคัดลอกส่วนด้านหลังของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มและวางไว้ที่ด้านหน้าของสัญลักษณ์ ดังนั้นระยะเวลาจะเพิ่มขึ้นจาก  $T$  ถึง  $T+T_s$  และ  $T_s$  คือตัวเสริมหน้าไซคลิก ความยาวของตัวเสริมหน้าไซคลิกต้องมีขนาดใหญ่กว่าการแผ่กระจายล่าช้าของช่องสัญญาณสูงสุดซึ่งจะทำให้สัญลักษณ์ด้านหน้าของสำเนา multipath ปรากฏอยู่ในช่วงของการขยายตัวของสัญลักษณ์หลังจากตัดสัญลักษณ์ การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ระหว่างด้านหน้าและหลังสัญลักษณ์ อีกแง่หนึ่งการเพิ่มของตัวเสริมหน้าไซคลิกรอบสัญลักษณ์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในช่วงการรวมเข้าด้วยกันจะต้องทำซ้ำ ดังนั้นคลื่นพายุย่อยที่แตกต่างกันของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเดียวกันจึงยังคงสามารถรักษามุมฉากได้ซึ่งจะป้องกันการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุได้

### 2.2.5 การทำให้เท่ากัน (Equalization)

เครื่องปรับสัญญาณเท่า (Equalizer) ถูกใช้เสมอทั้งในโดเมนเวลาและความถี่ในระบบการสื่อสารแบบเดิม ในโดเมนเวลาสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม การทำให้เท่ากันเป็นสิ่งที่ขาดไม่ได้เนื่องจากเครื่องปรับสัญญาณเท่าใช้เพื่อปรับสมดุลของคุณลักษณะช่องสัญญาณ ในตัวรับสัญญาณเครื่องปรับสัญญาณเท่าจะสร้างคุณลักษณะตรงกันข้ามของช่องสัญญาณเพื่อชดเชยค่าการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ตามช่องสัญญาณ multipath เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Varying Multi-Path Channel) แต่การทำให้เท่ากันไม่ได้เป็นวิธีการที่น่าพอใจสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม เหตุผลที่ตัวเสริมหน้าไซคลิกถูกใช้เพื่อหลีกเลี่ยงการทำให้เท่ากัน แม้ว่าในช่องสัญญาณกระจายสูงๆ ความยาวหน่วยความจำของช่องสัญญาณมีความยาวมากและความยาวของตัวเสริมหน้าไซคลิกเป็นสิ่งจำเป็นเป็นเวลานานเพื่อกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งประสิทธิภาพของระบบจะยิ่งแย่ลงเมื่อจำนวนคลื่นพายุย่อยน้อย [10] ในกรณีพิเศษนั้นการทำให้เท่ากันถูกนำมาใช้เพื่อลดความยาวของตัวเสริมหน้าไซคลิก โดยการเพิ่มความซับซ้อนของระบบเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของระบบ อย่างไรก็ตามเครื่องปรับสัญญาณเท่าของโดเมนเวลาไม่ได้รับการพิจารณาในระบบโอเอฟดีเอ็มตามปกติ

แต่ในโดเมนความถี่ เครื่องปรับสัญญาณเท่าเป็นเครื่องมือสำคัญที่ใช้ในการลดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุในส่วนของการประมาณช่องสัญญาณ เนื่องจากมีอิทธิพลต่อการชดเชยความถี่ตกค้างและผลของการเลื่อนความถี่ต่อเพลอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปอย่างรวดเร็ว การตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพายุจะสูญเสียและจะแนะนำการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุอย่างมีนัยสำคัญ เมื่อถึงจุดเครื่องปรับสัญญาณเท่าในโดเมนความถี่จะถูกตั้งค่าเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน ในวิทยานิพนธ์นี้เครื่องปรับสัญญาณเท่าเป็นศูนย์ (ZF Equalizer) ถูกใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ เครื่องปรับสัญญาณเท่าเป็นศูนย์เป็นเครื่องปรับสัญญาณเท่าที่เรียบง่ายอย่างมากเป็นเกณฑ์ในการลดการบิดเบือนให้น้อยที่สุด รูปที่ 2.12 แสดงแผนภาพเครื่องปรับสัญญาณเท่า



รูปที่ 2.12 ไตอะแกรมของเครื่องทำให้เท่ากันแบบ Zero Forcing

จากรูปที่ 2.12

$$V_k = X_k H_k + W_k \quad (2.17)$$

$$Y_k = V_k Q_k \quad (2.18)$$

เมื่อ  $X_k$  คือสัญญาณขาเข้า  $H_k$  คือการตอบสนองช่องสัญญาณอิมพัลส์  $W_k$  คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN)  $Q_k$  คือเครื่องปรับสัญญาณเท่า ตามลำดับ

จากสมการที่ 2.17 และ 2.18 เราจะได้รับ

$$Y_k = (X_k H_k + W_k) Q_k = X_k H_k Q_k + W_k Q_k \quad (2.19)$$

$$Y_k - X_k = X_k H_k Q_k + W_k Q_k - X_k \quad (2.20)$$

ในเครื่องปรับสัญญาณเท่าเป็นศูนย์ ให้  $E\{Y_k - X_k\} = 0$  เพราะสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนไม่เกี่ยวข้องแล้ว ดังนั้น

$$E\{X_k\} H_k Q_k - E\{X_k\} = 0 \quad (2.21)$$

ในระบบโอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ถูกกำจัดออกแล้ว เครื่องปรับสัญญาณเท่าเป็นศูนย์สามารถเพิ่มสมรรถนะได้อย่างน่าพอใจ ในส่วนของการประมาณค่าช่องสัญญาณ การปรับสัญญาณเท่าเป็นศูนย์ทำได้โดยสัญญาณที่ได้รับถูกแบ่งตามการตอบสนองช่องสัญญาณอิมพัลส์ได้โดยง่าย จากสมการที่ 2.21 ตามด้านล่าง

$$Q_k = \frac{1}{H_k} \quad (2.22)$$

## 2.2.6 รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error Correcting Codes)

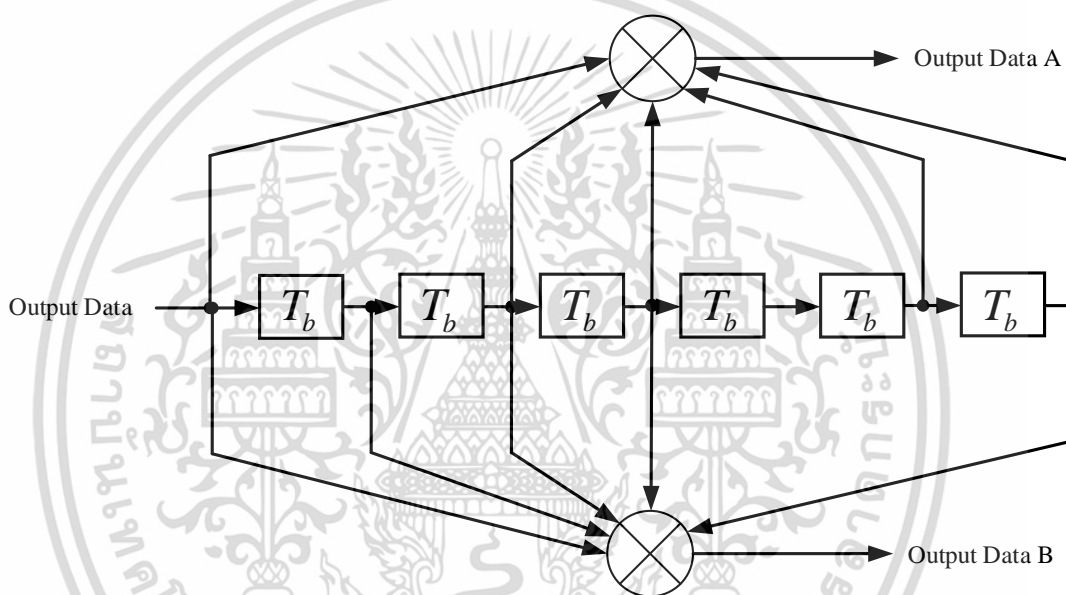
การแก้ไขความผิดพลาดแบบก้าวหน้า (Forward Error Correcting : FEC) คือรหัสที่มีบิตพาริตีที่เพียงพอกับแต่ละข้อความที่เครื่องรับสามารถแก้ไขรหัสที่ได้รับซึ่งมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนที่กำหนดไว้ให้ถูกต้อง เมื่อรหัสการแก้ไขความผิดพลาดแบบก้าวหน้า (FEC Code) ถูกจับคู่กับอัตรา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดและประเภทของข้อผิดพลาดที่อาจจะเกิดขึ้น การใช้การแก้ไขความผิดพลาดแบบ ก้าวหน้า (FEC) ส่งผลให้มีการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้นและมีประสิทธิภาพในการใช้พลังงานที่ดีขึ้น ผลการดำเนินงานที่สูงขึ้นเนื่องจากบล็อกที่มีข้อผิดพลาดที่แก้ไขได้โดยไม่ต้องถูกส่งอีกครั้ง ในระบบสื่อสารไร้สายปัจจุบันใช้การเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน (Convolution Decoding) เนื่องจากขั้นตอนวิธีการถอดรหัสค่อนข้างง่ายและมีประสิทธิภาพสำหรับการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน เรียกว่า ขั้นตอนวิธีวิเทอร์บี (Viterbi Algorithm)

**2.2.6.1 รหัสแบบคอนโวลูชัน (Convolutional Codes)**

การเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน อัตรา  $k/n$  จะถูกนำมาใช้โดยการอ่านจำนวนบิตที่ระบุลงใน ชิฟต์เรจิสเตอร์ (Shift Register) และส่งผลให้จำนวนของผลรวมโมดูลอสอง ของบิตเหล่านี้แสดงตามที่แสดงด้านล่าง[11]



รูปที่ 2.13 การเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน ( $k = 7$ )

ถ้ามีบิตเข้าพุท  $n$  สำหรับแต่ละอินพุท  $k$  อัตราของการเข้ารหัสคือ  $k/n$  ความยาวข้อจำกัดของการเข้ารหัส ( $K$ ) เป็นจำนวนบิตที่สามารถส่งผลกระทบต่อแต่ละบิตเอาต์พุตและเท่ากับ ความยาวของชิฟต์เรจิสเตอร์ (Shift Register) บวกหนึ่ง

**2.2.6.2 ขั้นตอนวิธีวิเทอร์บี (Viterbi Algorithm)**

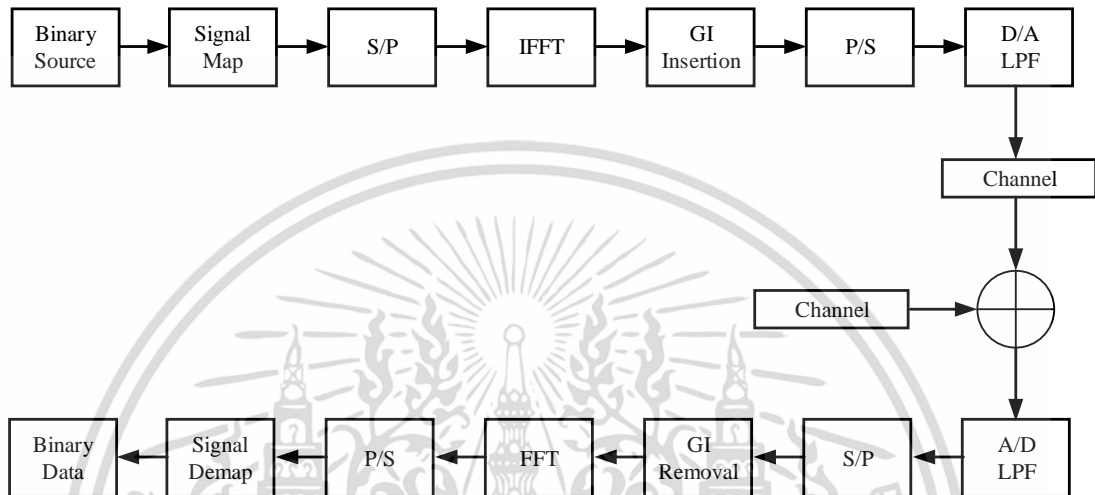
ตัวถอดรหัส FEC ส่วนใหญ่สำหรับรหัสแบบคอนโวลูชัน (Convolutional codes) ใช้ขั้นตอนวิธีที่เรียกว่าขั้นตอนวิธีวิเทอร์บี (Viterbi algorithm : VA) โดย VA ใช้โครงสร้างแบบเทลลิส (Trellis) ของการเข้ารหัสเพื่อหลีกเลี่ยงความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นอย่างมากในการถอดรหัสตามความยาวของข้อความ แต่ความซับซ้อนเป็นสัดส่วนกับ  $2K$  โดยที่  $K$  คือข้อจำกัดความยาว

ตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันที่บิตชิฟต์เรจิสเตอร์  $K-1$  สามารถอยู่ในหนึ่งของสถานะ  $2^{K-1}$  ได้ บิตอินพุตแต่ละตัวทำให้การเข้ารหัสสถานะเปลี่ยนไปเป็นหนึ่งในสองสถานะอื่น ๆ ขึ้นอยู่กับค่าของบิตอินพุท โครงสร้างเทลลิส หมายถึงแผนภาพการเปลี่ยนสถานะของตัวเข้ารหัสนี้ VA จะติดตามความน่าจะเป็นที่ตัวเข้ารหัสส่งสัญญาณอยู่ในแต่ละสถานะที่เป็นไปได้และลำดับของบิตที่นำไปสู่สถานะนั้นมากที่สุด

ถึงแม้จะมีการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันหลายแบบที่แตกต่างกันที่เป็นไปได้ มีรหัสมาตรฐานที่แน่นอนถูกใช้โดยระบบที่แตกต่างกัน ดังนั้นการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันที่พบมากที่สุดคือการเข้ารหัสอัตรา  $1/2$  ที่มีข้อจำกัดความยาว 7 ตามที่แสดงด้านบนจึงถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

## 2.2.7 ส่วนประกอบของระบบโอเอฟดีเอ็ม

รูปที่ 2.14 แสดงแผนภาพบล็อกทั่วไปของระบบโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็ม

เนื่องจากคุณลักษณะของระบบโอเอฟดีเอ็มมีการวิเคราะห์ขั้นตอนการมอดูเลตและการแยกสัญญาณในโดเมนความถี่เท่านั้น เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่แตกต่าง ค่าพารามิเตอร์จะถูกกำหนดเป็น 96 คลื่นพาห้อย่อย, 128 จุดช่อง FFT, 1 บิตต่อสัญลักษณ์

ประการแรกเราจะรวมข้อมูลเป็นสัญลักษณ์ตามจำนวนบิต/สัญลักษณ์ จากนั้นกระแสข้อมูลสัญลักษณ์อนุกรมจะถูกแปลงเป็นส่วนขนานตามจำนวนคลื่นพาห้ หลังจากนั้นจะมีการสร้างลำดับสัญลักษณ์สำหรับขั้นตอนถัดไป การเข้ารหัสที่แตกต่างถูกใช้สำหรับลำดับสัญลักษณ์ของแต่ละคลื่นพาห้เพื่อแปลงให้เป็นการแสดงเฟสที่ซับซ้อน ดังนั้นลำดับของแต่ละคลื่นพาห้จะถูกกำหนดให้กับช่อง IFFT ที่เหมาะสม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากฟังก์ชันการมอดูเลตเป็นกลุ่มของอิมพัลส์ฟังก์ชันและเฟสของพวกมันจะถูกกำหนดโดยใช้สัญลักษณ์ที่ใช้ในการมอดูเลต เราอาจพบว่าความถี่ถูกแยกด้วย  $N$  เป็นขนาดช่อง IFFT,  $N$  เท่ากับ 128 ในตัวอย่างนี้หนึ่งคลื่นพาห้โอเอฟดีเอ็มในโดเมนความถี่ถูกแสดงไว้ตามด้านล่าง

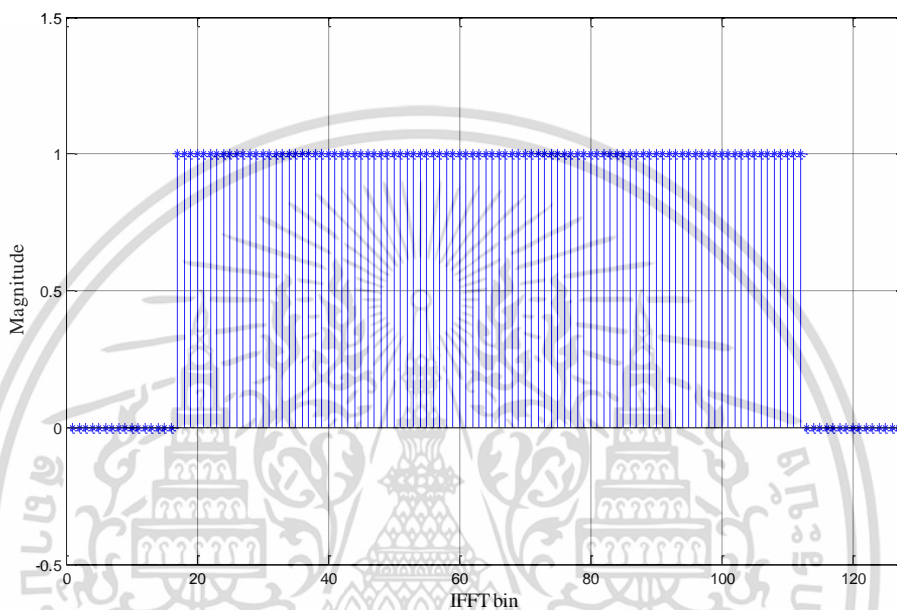
$$S(k) = e^{j\theta_m} \delta(k - m - \frac{N}{2}) + e^{-j\theta_m} \delta(k + m - \frac{N}{2}) \quad (2.23)$$

$N$  เป็นขนาดช่อง IFFT  $m$  คือคลื่นพาห้โอเอฟดีเอ็ม และ  $k$  คือความถี่จาก 0 ถึง  $N-1$  ตามลำดับ

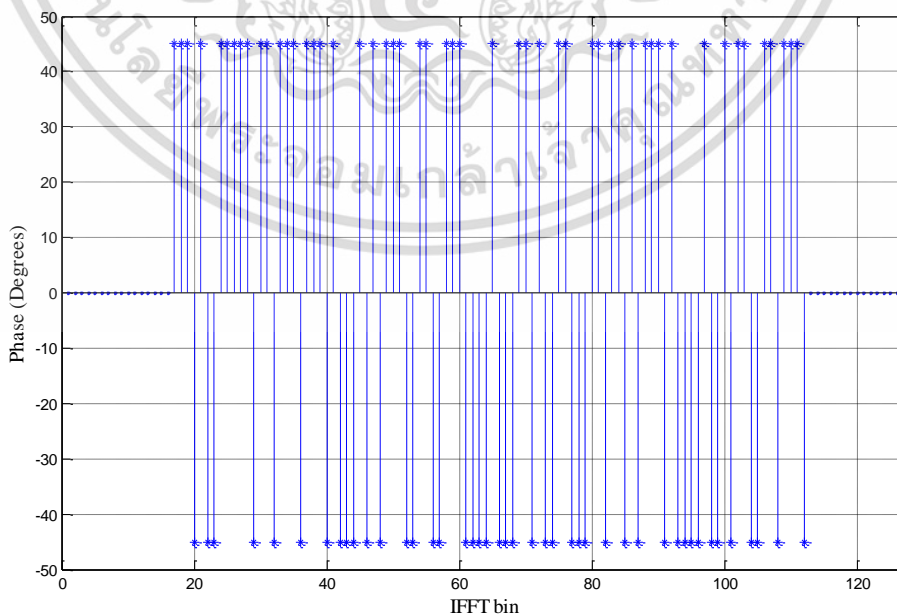
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากพารามิเตอร์ รูปที่ 2.15 ให้ตัวอย่างของขนาดของความถี่ของคลื่นความถี่ไอเอฟทีเอ็ม ก่อนที่จะใช้ IFFT ขนาดของแต่ละคลื่นพาร์คือ 1.

ในกรณีมอดูเลตแบบคิวพีเอสเค (QPSK) ค่าของสัญลักษณ์คือ 0, 1, 2 หรือ 3 ดังนั้นเฟส สำหรับแต่ละคลื่นพาร์คือ -45 หรือ 45 องศา ในตัวอย่างที่ บิตที่ 16 ถึง 115 จะมีค่าของสัญลักษณ์ จากการสุ่มเป็น 0, 1, 2 หรือ 3 เฟสมีค่าเป็น 45 องศา หรือ -45 องศาตามค่าของสัญลักษณ์ รูปที่ 2.16 แสดงเฟสคลื่นพาร์ไอเอฟทีเอ็มก่อน IFFT



รูปที่ 2.15 ขนาดคลื่นพาร์ไอเอฟทีเอ็มก่อน IFFT



รูปที่ 2.16 เฟสคลื่นพาร์ไอเอฟทีเอ็มก่อน IFFT

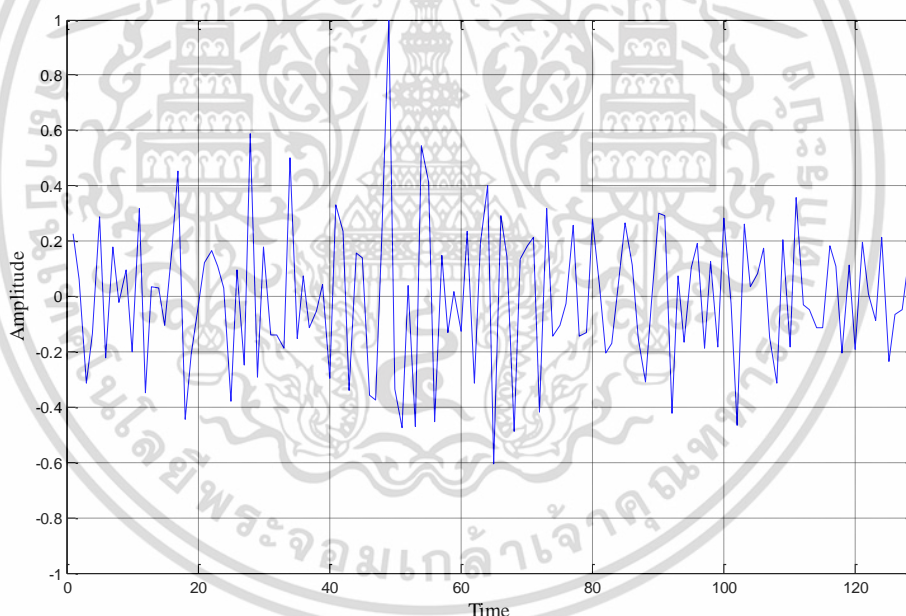
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้น IFFT จะถูกใช้เพื่อสร้างหนึ่งคาบสัญญาณในโดเมนเวลา ในซอฟต์แวร์ Matlab ฟังก์ชัน “ifft” จะถูกใช้เพื่อถ่ายโอน  $s(k)$  ไปยัง  $s(n)$

$$s(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi mn}{N} + \theta_m\right) \quad (2.24)$$

$N$  เป็นขนาดช่อง IFFT,  $n$  คือตัวอย่างเวลา,  $m$  คือ คลื่นพาห์โอเอฟดีเอ็ม,  $\theta_m$  คือ การมอดูเลตเฟส, 0 และ  $M-1$  เป็นคลื่นพาห์ตัวแรกและตัวสุดท้ายตามลำดับ

รูปที่ 2.17 แสดงผลการ IFFT ของหนึ่งคาบสัญญาณ เห็นได้ชัดว่ากราฟไม่เรียบแต่แอมพลิจูดที่ต่างกันจะต้องไม่เปลี่ยนแปลง ถ้ามีการแก้ไขค่าแอมพลิจูด สัญญาณหลังจากที่ FFT จะไม่ทำให้เกิดคุณลักษณะความถี่ที่คาดไว้ ในทางกลับกันรูปนี้แสดงข้อบกพร่องของระบบโอเอฟดีเอ็มซึ่งต้องใช้การขยายสัญญาณเชิงเส้น แอมพลิจูดสูงสุดที่มีขนาดใหญ่ทำให้เกิดผลโดยตรงในอัตราส่วนพลังงานสูงต่อพลังงานค่าเฉลี่ย (PAPR) หมายความว่าตัวขยายต้องมีช่วงไดนามิกที่ใหญ่พอที่จะหลีกเลี่ยงการสูญเสียจุดสูงสุด

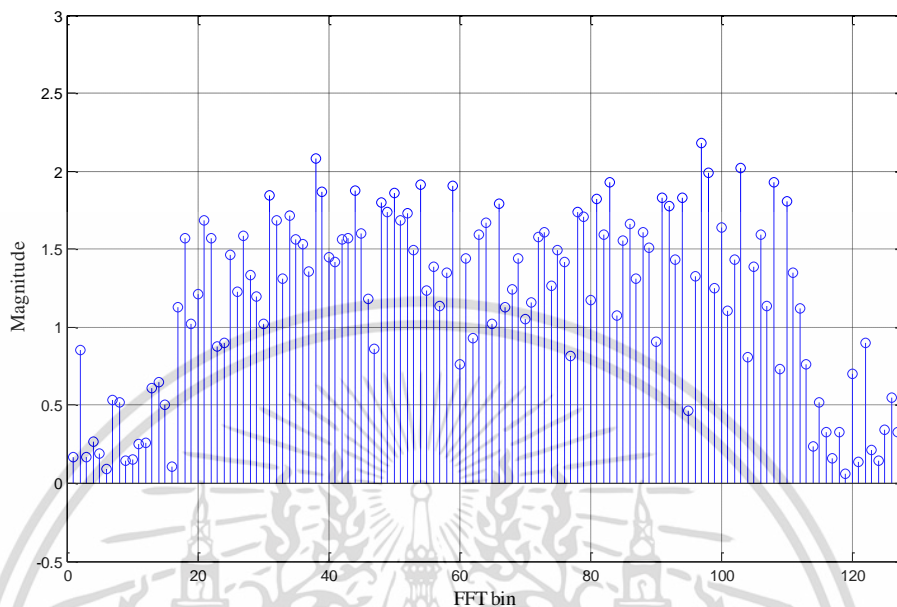


รูปที่ 2.17 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในโดเมนเวลา

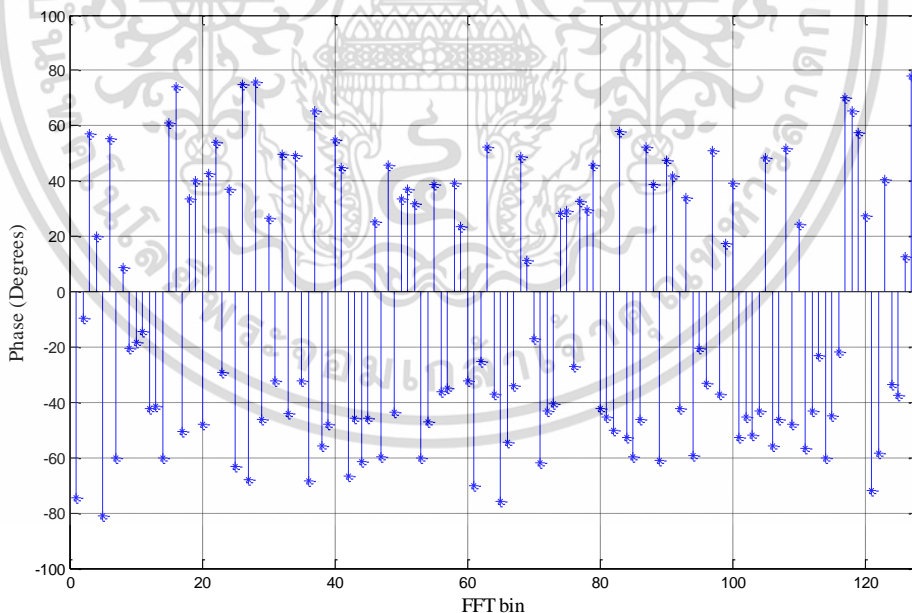
ในส่วนรับสัญญาณสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกแปลงโดยผ่าน A/D ขั้นตอนการการแยกสัญญาณเกือบจะเป็นทิศทางย้อนกลับของการมอดูเลตและใช้ในโดเมนความถี่และ FFT มีบทบาทในการถ่ายโอนสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากโดเมนเวลาไปยังโดเมนความถี่ เราสามารถใช้ฟังก์ชัน “fft” ใน Matlab เพื่อแปลง รูปที่ 2.18 และ 2.19 แสดงขนาดและเฟสของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจาก FFT ช่องสัญญาณถูกกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนอย่างง่ายและอัตราส่วนของสัญญาณระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณรบกวน (SNR) อยู่ที่ 10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเทียบกับรูปที่ 2.15 และ 2.16 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถกู้คืนได้ง่าย ในรูปที่ 2.19 เราอาจสังเกตเห็นว่าช่องความถี่ที่ไม่ได้ใช้มีค่าเฟสต่างกัน แต่มันไม่สำคัญเพราะไม่ได้ถอดรหัส



รูปที่ 2.18 ขนาดคลื่นพาหีโอเอฟดีเอ็มหลังจาก FFT



รูปที่ 2.19 เฟสคลื่นพาหีโอเอฟดีเอ็มหลัง FFT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.8 ข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็ม

กระแสข้อมูลความเร็วสูงจะถูกแปลงจากแบบอนุกรมไปเป็นแบบขนานเพื่อให้ความยาวต่อเนื่องของสัญลักษณ์ข้อมูลในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยเพิ่มขึ้นซึ่งสามารถลดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากการกระจายตัวของช่องสัญญาณวิทยุได้อย่างมีประสิทธิภาพ การลดความซับซ้อนของเครื่องรับสัญญาณอาจทำให้เครื่องปรับสัญญาณเท่าไม่จำเป็นและสามารถลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ โดยใช้การใส่ตัวเสริมหน้าไซคลิก (Cyclic Prefix : CP)

ในวิธีเอฟดีเอ็ม (FDM) แบบธรรมดา แบนด์ความถี่จะถูกแบ่งออกเป็นหลายกลุ่มย่อยที่มีความถี่ย่อยเพื่อส่งกระแสข้อมูลแบบคู่ขนานและแยกออกจากช่องสัญญาณย่อยต่างๆที่ตัวรับสัญญาณด้วยชุดของตัวกรอง เมื่อเทียบกับเรื่องนี้ การตั้งฉากกันของคลื่นพาร์ย่อยของระบบโอเอฟดีเอ็มอนุญาตให้สเปกตรัมทับซ้อนกันของช่องสัญญาณย่อย ดังนั้นระบบโอเอฟดีเอ็มโอเอฟดีเอ็มสามารถเพิ่มการใช้ทรัพยากรสเปกตรัมได้สูงสุด

ในแต่ละช่องสัญญาณย่อย IDFT และ DFT สามารถใช้เพื่อให้เกิดการมอดูเลตและการแยกสัญญาณที่ตั้งฉากกัน เราสามารถใช้ FFT เพื่อให้สัมพันธ์เมื่อ N เป็นจำนวนที่มาก IFFT และ FFT ใช้งานง่ายโดยใช้เทคโนโลยี DSP

บริการข้อมูลไร้สายโดยทั่วไปไม่สมมาตรในแง่ของความต้องการของการบริการข้อมูลของผู้ใช้และการพิจารณาของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ การรับส่งข้อมูลความเร็วสูงที่ไม่สมมาตรคาดว่าจะสนับสนุนโดยชั้นทางกายภาพ (Physical Layer) ระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถทำอัตราการรับส่งข้อมูลขาขึ้น (Uplink) และขาลง (Downlink) ที่แตกต่างกันได้สำเร็จได้ง่ายโดยการใช้จำนวนของคลื่นพาร์ย่อยที่แตกต่างกัน

ระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถรวมเข้าด้วยกันได้อย่างง่ายดายด้วยวิธีการเข้าถึงแบบต่างๆในรูปแบบ Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA), การกระโดดความถี่โอเอฟดีเอ็มช่วยให้ผู้ใช้หลายคนสามารถส่งข้อมูลด้วยเทคโนโลยีโอเอฟดีเอ็มพร้อมๆกัน

เนื่องจากการรบกวนแบนด์แคบสามารถส่งผลกระทบต่อส่วนเล็กๆของคลื่นพาร์ย่อยได้เช่นกัน ระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถต้านทานการรบกวนแบนด์แคบนี้ได้บางส่วน

### 2.2.9 ข้อเสียของระบบโอเอฟดีเอ็ม

มีความเสี่ยงต่อผลกระทบของการเบี่ยงเบนความถี่ เนื่องจากความแปรปรวนของเวลาของช่องสัญญาณแบบไร้สาย การขดเซยความถี่ของสัญญาณไร้สายจะเกิดขึ้นเสมอในระหว่างการส่ง เช่น การเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ จากนั้นการตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพาร์ของระบบโอเอฟดีเอ็มจะถูกทำลาย ส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาร์ระหว่างช่องสัญญาณย่อย ดังนั้นความไวต่อความเบี่ยงเบนของความถี่จึงเป็นข้อเสียหลักของระบบโอเอฟดีเอ็ม

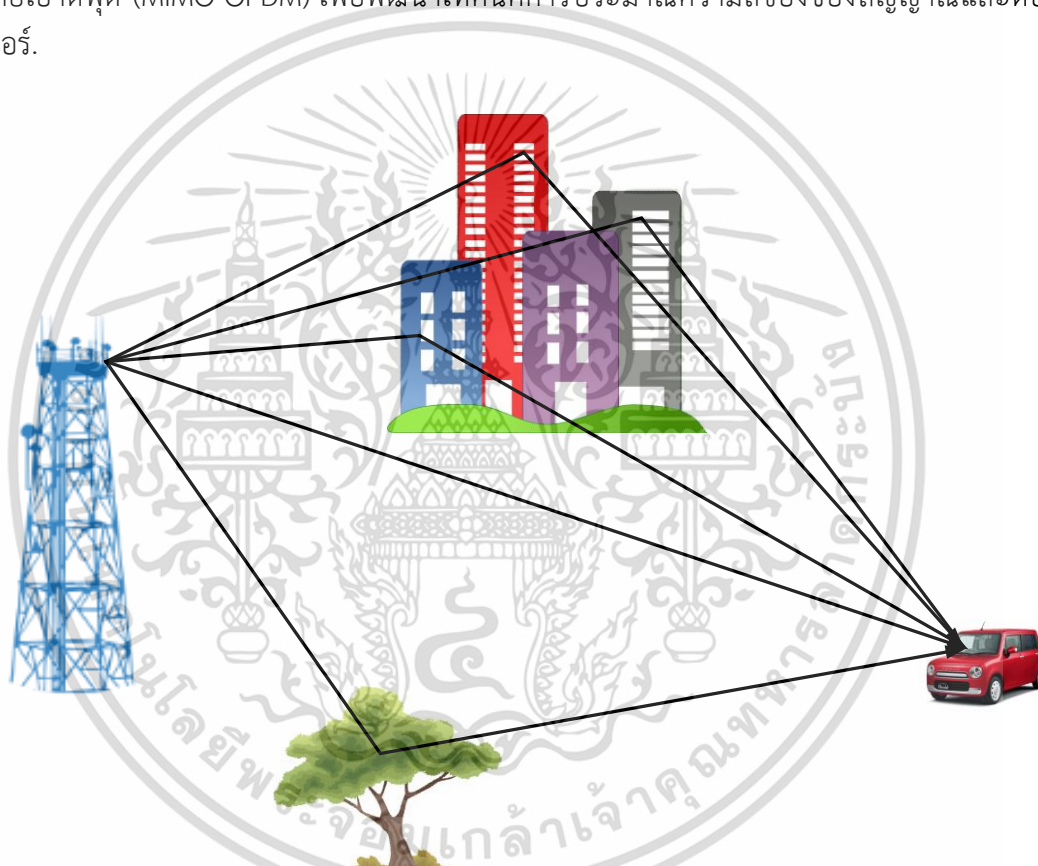
มีปัญหาของ PAPR ที่สูงขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับระบบคลื่นพาร์เดี่ยวเนื่องจากผลของระบบการมอดูเลตหลายคลื่นพาร์เป็นการทำให้เข้ากันของสัญญาณหลายๆช่องสัญญาณย่อย ดังนั้นหากสัญญาณของเฟสบางตัวเหมือนกัน กำลังสัญญาณขณะหนึ่งของการทำให้เข้ากันของสัญญาณที่ได้รับจะอยู่ไกลเกินกว่าพลังงานเฉลี่ยซึ่งนำไปสู่ PAPR ที่มีขนาดใหญ่ โดยมีความต้องการเชิงเส้นในระดับสูงขึ้นสำหรับตัวขยายสัญญาณของเครื่องส่งสัญญาณ ถ้าช่วงไดนามิกของตัวขยายสัญญาณไม่สามารถปรับเปลี่ยนสัญญาณได้จะทำให้สัญญาณบิดเบี้ยวซึ่งอาจเปลี่ยนสเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้น

การตั้งฉากกันระหว่าง ช่องสัญญาณย่อยที่แตกต่างกันจะถูกทำลายด้วย ทำให้การทำงานของระบบ แย่ลง

## 2.3 แนวคิดพื้นฐานของช่องสัญญาณไร้สาย

### 2.3.1 ชนิดของช่องสัญญาณการจางหายแบบมัลติพาท

บทนี้เราจะทบทวนพื้นฐานของเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องซึ่งรวมถึงรูปแบบของช่องสัญญาณไร้สายการออกแบบสัญลักษณ์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มและแนวคิดเกี่ยวกับการเลื่อนดอปเปลอร์ (Doppler Shift : DS) รวมทั้งคุณสมบัติความสัมพันธ์แบบอัตโนมัติของช่องสัญญาณจางหาย จากนั้นเราจะนำเสนอเกี่ยวกับรูปแบบช่องสัญญาณและสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) เพื่อพัฒนาเทคนิคการประมาณความถี่ของช่องสัญญาณและดอปเปลอร์.



รูปที่ 2.20 การจางหายแบบมัลติพาท (Multi-Path Fading)

รูปที่ 2.20 เป็นตัวอย่างทั่วไปของการแพร่กระจายมัลติพาทระหว่างสถานีฐานกับพาหนะเคลื่อนที่ที่เห็นได้จากภาพกระบวนการจางหายประกอบด้วยจางหายแบบเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) และเส้นไม่เป็นแนวสายตา (Non-Line-Of-Sight : NLOS) อย่างไรก็ตามการจางหายแบบเส้นแนวสายตาได้มีการกระจายของคลื่นแบบไรเซียน (Rician Distribution) และการจางหายแบบไม่เป็นเส้นแนวสายตาได้มีการกระจายของคลื่นแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) นอกจากนี้การเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์สามารถเกิดขึ้นได้จากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างเครื่องส่งสัญญาณกับเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณจางหาย (Fading Channels) สามารถจำแนกออกเป็นหลายกลุ่มได้ในเทอมของคุณสมบัติการจางหาย

### 2.3.1.1 ช่องสัญญาณจางหายแบบช้าและเร็ว

ช่องสัญญาณจางหายแบบไร้สายเป็นแบบจำลองตามปกติในรูปแบบของระบบตัวแปรเวลาเชิงเส้น (Linear Time-Variant : LTV) ความเร็วของการเปลี่ยนแปลงตามเวลาหมายถึงความเร็วของขนาดและเฟสของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงในการกระจาย ซึ่งวัดจากเวลาที่สอดคล้องกันของช่องสัญญาณที่ระบุด้วย  $(\Delta t)_c$  และความต้องการในการหน่วงเวลาที่จะเลือกระยะเวลาสัญญาณ  $T_s$  เมื่อ  $(\Delta t)_c \gg T_s$  การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดและเฟสเกิดจากช่องสัญญาณสามารถถือได้ว่าเป็นค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาหนึ่ง ช่องสัญญาณจะค่อยๆจางหายเมื่อเทียบกับสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายแบบช้า (Slow Fading) ในทางตรงกันข้าม การจางหายแบบเร็ว (Fast Fading) เกิดขึ้นเมื่อเวลาที่สอดคล้องกันของช่องสัญญาณมีขนาดค่อนข้างเล็กหรือใกล้เคียงกับระยะเวลาของสัญญาณ

นอกจากนี้เวลาที่สอดคล้องกันได้รับการพิสูจน์แล้วว่าเป็นสัดส่วนผกผันกับการแพร่กระจายดอปเปลอร์ซึ่งแสดงด้วย  $B_d$  เช่น

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.25)$$

ดังนั้นความเร็วในการจางหายของช่องสัญญาณสามารถวัดได้ด้วยการแพร่กระจายดอปเปลอร์ การแพร่กระจายดอปเปลอร์ที่มีขนาดใหญ่กว่าอาจส่งผลให้จางหายเร็วขึ้นกว่าขนาดเล็กกว่า

### 2.3.1.2 ช่องสัญญาณจางหายแบบเลือกความถี่และแบบแบนราบ

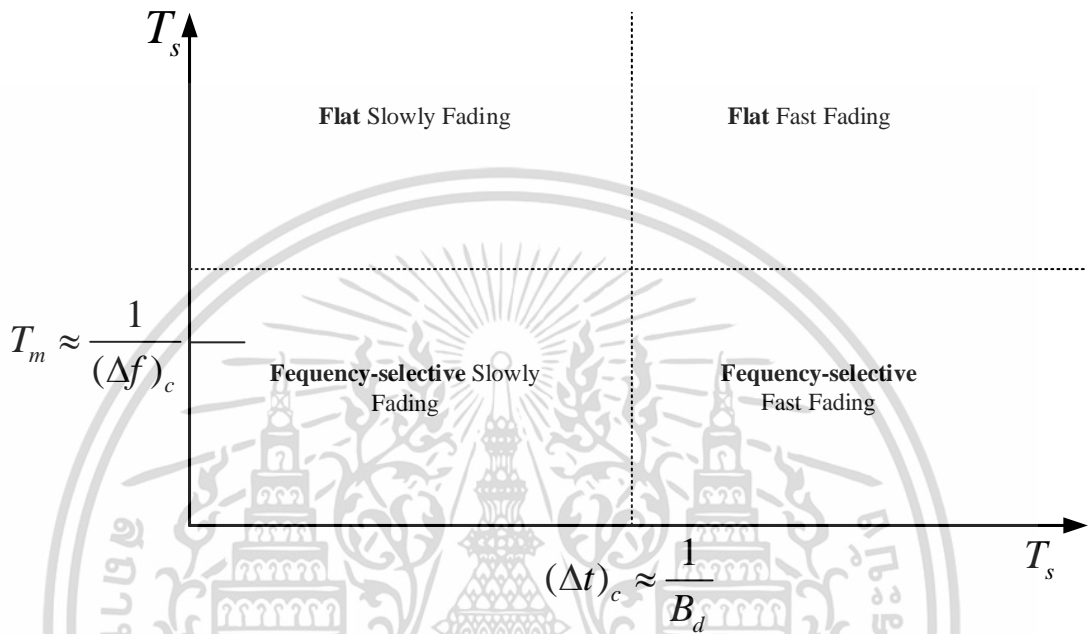
ในการทำงานเดียวกัน แบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน หรือ  $(\Delta f)_c$  คือการวัดการจางหายในเทอมของความถี่ ในส่วนแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน ส่วนประกอบความถี่ทั้งหมดของสัญญาณจะมีการรบกวนที่สอดคล้องกัน ถ้าแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกันน้อยกว่าสัญญาณที่ใช้ส่งนั้น นั่นคือ  $(\Delta f)_c < B_s$  ช่องสัญญาณที่ถูกเรียกว่า ความถี่ที่เลือก (Frequency-Selective) เนื่องจากสัญญาณที่มีส่วนประกอบความถี่เกินแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกันจะมีการจางหายไม่สัมพันธ์กันและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรงสามารถนำมาใช้ที่เครื่องรับ ในทางตรงกันข้าม เมื่อ  $(\Delta f)_c \gg B_s$  เป็นช่องสัญญาณความถี่ที่ไม่ได้เลือก (Non-Selective) ส่วนประกอบความถี่ทั้งหมดของสัญญาณจะมีขนาดเดียวกันกับขนาดของการจางหาย

นอกจากนี้เรามีความสัมพันธ์ที่เป็นประโยชน์ระหว่างแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกันและการแพร่กระจายแบบล่าช้าหลายทาง:

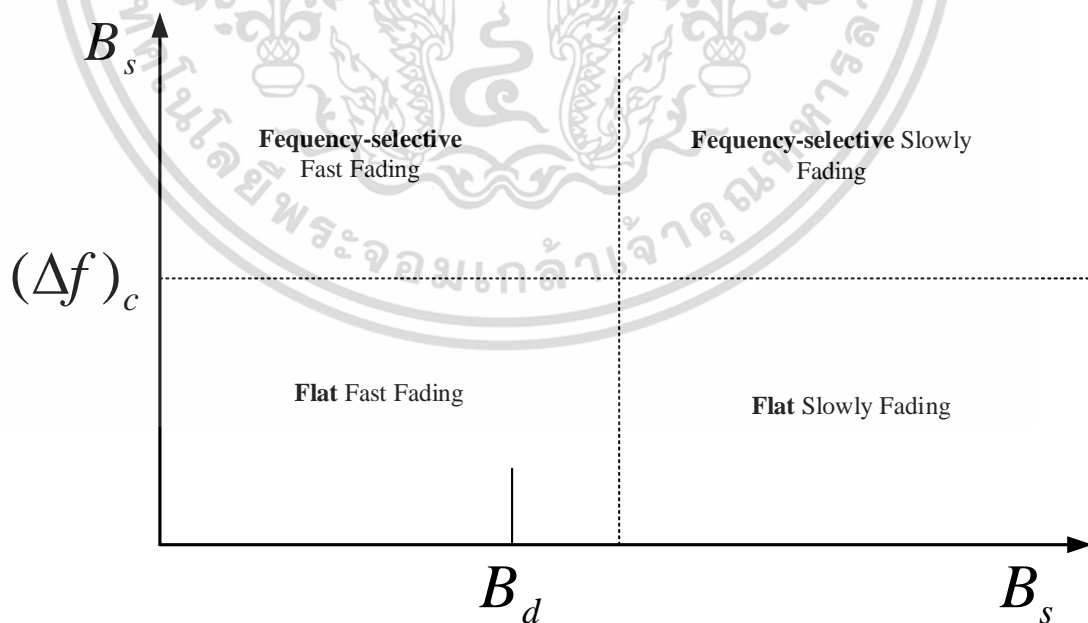
$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.26)$$

ซึ่งบ่งชี้ว่าช่องสัญญาณจางหายสามารถวัดได้ด้วยการกระจายล่าช้า ด้วย  $T_s = 1/B_s$  และ สมการที่ 2.26 เราสามารถหาได้ว่าช่องสัญญาณเป็นความถี่ที่เลือก เมื่อ  $T_m \ll T_s$  และตรงกันข้าม  $T_m > T_s$  หมายถึงการจางแบบเรียบ

รูปที่ 2.21 และ 2.22 สรุปความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณและประเภทของการจางหายต่างๆ



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ของการจางหายและช่วงเวลาสัญลักษณ์



รูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์ของการจางหายและแบนด์วิธที่สัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณจางหาย

ช่องสัญญาณจางหาย (Fading Channel) สามารถถือเป็นรูปแบบ LTV แบบพื้นฐานได้ ดังนั้น CIR ในเวลา  $t$  สามารถแสดงโดย[12]

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.27)$$

โดยที่  $a_i(t)$  และ  $T_i(t)$  คือการลดทอนที่ซับซ้อนและการหน่วงเวลาการขยายตัวที่เวลา  $t$  ของพาหนะเวลาที่  $i$ th ตามลำดับ และดิแรกเดลตาฟังก์ชัน  $\delta$  ถูกกำหนดโดย

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & t \neq 0 \\ \infty, & t = 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

และ

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (2.29)$$

ดังนั้นผลลัพธ์ที่ตรงกันของช่องสัญญาณสามารถอธิบายเป็น

$$\begin{aligned} y(t) &= h(\tau, t) * x(t) \\ y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \\ y(t) &= \sum_i a_i(t) x(t - \tau_i(t)) \end{aligned} \quad (2.30)$$

โดยที่  $*$  หมายถึงการดำเนินการคอนโวลูชัน

สำหรับการใช้งานแบบดิจิทัล เราใช้รูปแบบเบสแบนด์แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete Time Base-Band) ช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาทถูกจำลองเป็น ตัวกรองตอบสนองอิมพัลส์แบบมีขอบเขตเชิงเส้น (Linear Finite Impulse Response : FIR) จากนั้นการแพร่กระจายของรูปแบบดังกล่าวสามารถแสดงได้ด้วย

$$y_n = \sum_i h_{i,n} x_{n-i} \quad (2.31)$$

โดยที่  $h_{i,n}$  จะแสดงเป็นช่องสัญญาณ  $i$ th ในเวลา  $n$  โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าพาหนะที่ได้รับ  $a_i$  และความล่าช้าของพาหนะเป็นเวลาที่ไม่มีแปรเปลี่ยนระหว่างช่วงเวลาที่กำหนด ตัวอย่างเช่น หนึ่งช่องสัญญาณ  $i$ th สามารถย่อให้เป็น

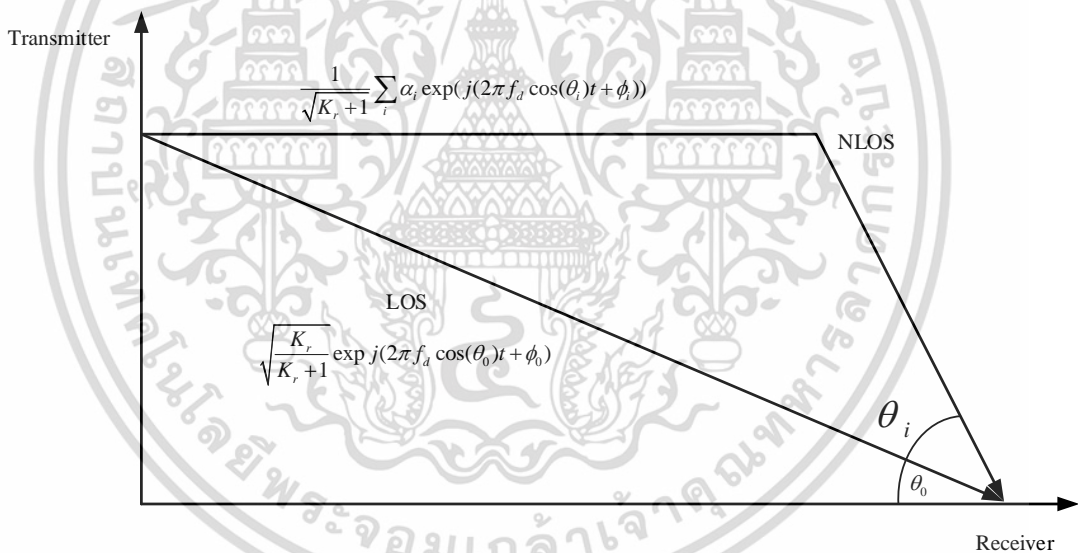
$$h_i = \sum_i a_i \text{sinc}(l - \frac{T_i}{T}) \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $T$  คือระยะเวลาตัวอย่างที่ป้อนเข้าสู่ช่องสัญญาณ  
 นอกจากนี้ CIR  $h(t)$  เป็นองค์ประกอบของการกระจายหลายแบบและส่วนประกอบ  
 เส้นแนวสายตา (ดูรูปที่ 2.23) เราใช้โมเดลต่อไปนี้สำหรับ CIR แบบมัลติพาท

$$h(t) = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{K_r+1}} \sum_{i=1}^I \alpha_i(t) e^{j[2\pi f_d \cos(\theta_i)t + \phi_i]} }_{Z_1(t)} + \underbrace{\sqrt{\frac{K_r}{K_r+1}} e^{j[2\pi f_d \cos(\theta_0)t + \phi_0]} }_{Z_2(t)} \quad (2.33)$$

โดยที่  $K_r = E\{|Z_2(t)|^2\} / E\{|Z_1(t)|^2\}$  ถูกกำหนดให้เป็นอัตราส่วนของพลังงานของ  
 ส่วนประกอบเส้นแนวสายตาถึงส่วนประกอบเส้นไม่เป็นแนวสายตา  $\alpha_i$  แสดงถึงแอมพลิจูดบรรทัด  
 ฐาน  $\sum_{i=1}^I \alpha_i^2 = 1$   $f_d$  คือค่าสูงสุดของการเคลื่อนดอปเพลอร์  $\theta_i$  หมายถึงมุมของการมาถึง (AOA)  
 ซึ่งเป็นอิสระและกระจายกัน (i.i.d.)  $\phi_i$  เป็นเฟสที่เหมือนกันและกระจายกันสม่ำเสมออย่างอิสระบน  
 $(-\pi, \pi]$   $\theta_0$  และ  $\phi_0$  คือ AOA และเฟสเริ่มต้นของส่วนประกอบเส้นแนวสายตามลำดับ



รูปที่ 2.23 พาทของเส้นแนวสายตา (LOS) และเส้นไม่เป็นแนวสายตา (NLOS)

นอกเหนือจากรูปแบบที่แสดงในสมการที่ 2.33 CIR สามารถอธิบายทางสถิติได้ว่า

$$h(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i(t) e^{j\psi_i(t)} + \alpha_0(t) e^{-j\psi_0(t)} = [h_1(t) + jh_2(t)] + \Gamma(t) \quad (2.34)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \psi_i = 2\pi f_d \cos \theta_i + \phi_i \\ h_1(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i(t) \cos \psi_i(t) \\ h_2(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i(t) \sin \psi_i(t) \\ \Gamma(t) = \alpha_0(t) e^{-j\psi_0(t)} \end{cases} \quad (2.35)$$

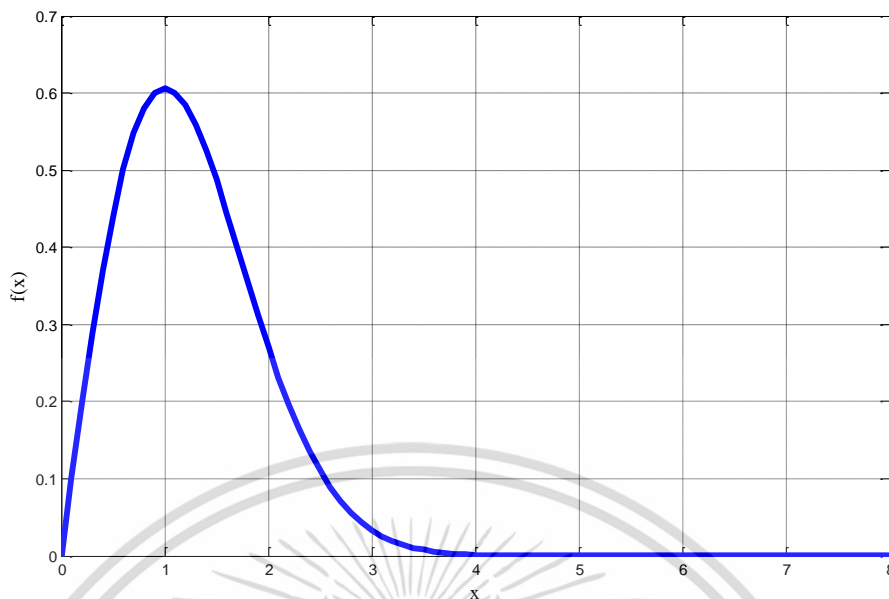
โดยที่  $\alpha_0(t)e^{-j\psi_0(t)}$  หมายถึงส่วนประกอบเส้นแนวสายตารวมกับ  $h_1(t) + jh_2(t)$  หมายถึงส่วนประกอบเส้นไม่เป็นแนวสายตา ตามทฤษฎีบทขีดจำกัดกลาง ส่วนประกอบ  $h_1(t) + jh_2(t)$  ของเส้นไม่เป็นแนวสายตามีแนวโน้มที่จะเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน (Gaussian) ที่ซับซ้อน เมื่อ  $I$  มีขนาดใหญ่ ซึ่ง  $h_1(t)$  และ  $h_2(t)$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเป็น  $N(0, \sigma^2)$  และในทางตรงกันข้าม  $|h(t)|$  เป็นแอมพลิจูดของกระบวนการแบบเกาส์เซียนซับซ้อนที่ค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์ คือ การกระจายแบบไรเซียน ความหนาแน่นความเป็นไปได้ของฟังก์ชัน (pdf) จะแสดงเป็น[13]

$$\begin{aligned} f(x) &= \underbrace{\frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)}_{\text{Rayleigh}} \cdot \underbrace{\exp\left(-\frac{\alpha_0^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{\alpha_0 x}{\sigma^2}\right)}_{\text{Modifier}} \\ f(x) &= \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha_0 x}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \end{aligned} \quad (2.36)$$

โดยที่  $\alpha_0^2$  หมายถึง กำลังของส่วนประกอบเส้นแนวสายตา,  $2\sigma^2$  คือกำลังทั้งหมดของการกระจายของเส้นไม่เป็นแนวสายตาอื่นๆทั้งหมด หรือกล่าวคือ  $K_r = \frac{\alpha_0^2}{2\sigma^2}$  และ  $I_0$  คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel) ที่ได้รับการแก้ไขลำดับที่ศูนย์ ในขณะที่กรณีไม่มีส่วนประกอบเส้นแนวสายตา นั่นคือ  $K_r = 0$ ,  $|h(t)|$  จะขึ้นอยู่กับกรการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh) โดยแสดง pdf ได้เป็น

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.37)$$

ค่า pdf ของการกระจายของคลื่นแบบเรย์ลี (Rayleigh) และไรเซียน (Rician) แสดงในรูป 2.24

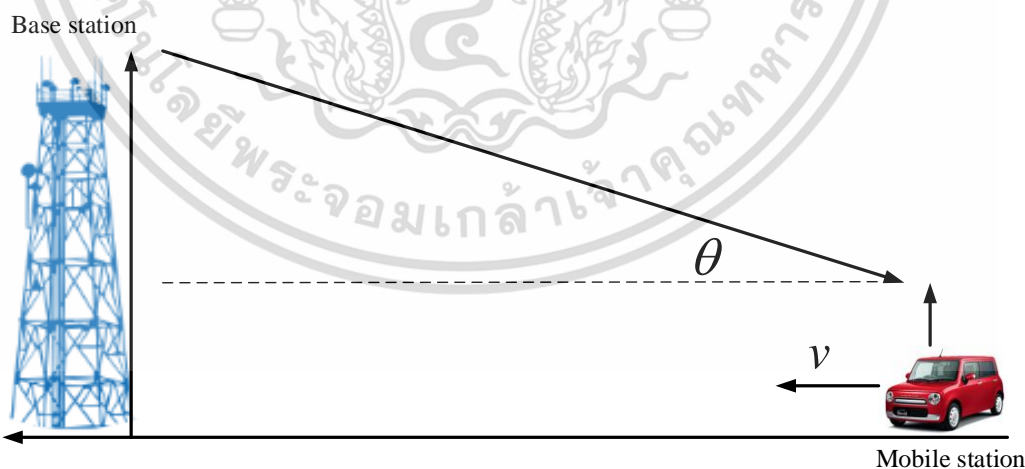


รูปที่ 2.24 PDF ของการแจกแจงของเรย์ลี (Rayleigh) และไรเซียน (Rician) เมื่อ  $\sigma=1$ ,  $K_r=0$

### 2.3.3 ผลกระทบของดอปเปลอร์และความสัมพันธ์ของ CIR

#### 2.3.3.1 แนวคิดของการเลื่อนดอปเปลอร์

ตามที่ระบุไว้ก่อนหน้านี้ ช่องสัญญาณจางหายไร้สาย คือ LTV เนื่องจากการเคลื่อนที่สัมพันธ์กันระหว่างสถานีเคลื่อนที่และสถานีฐานซึ่งสามารถแนะนำการขดเซยความถี่หรือการเลื่อนดอปเปลอร์ (DS) ปกติได้ การเลื่อนดอปเปลอร์อาจทำให้เกิดการสูญเสียสมรรถนะที่รุนแรงโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้งานเครื่องที่มีความไวต่อความถี่เช่น โอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 2.25 ผลกระทบดอปเปลอร์

รูปที่ 2.25 แสดงสถานีเคลื่อนที่เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานที่มีความเร็ว  $v$  AOA ของคลื่นสัมพันธ์กับทิศทางเคลื่อนที่แสดงด้วย  $\theta$  ดังนั้นความถี่ที่ได้รับของสถานีเคลื่อนที่ที่สามารถแสดงได้จาก  $f_0 + f$  ซึ่งใน  $f$  คือ การเลื่อนดอปเปลอร์และสามารถหาค่าได้โดย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

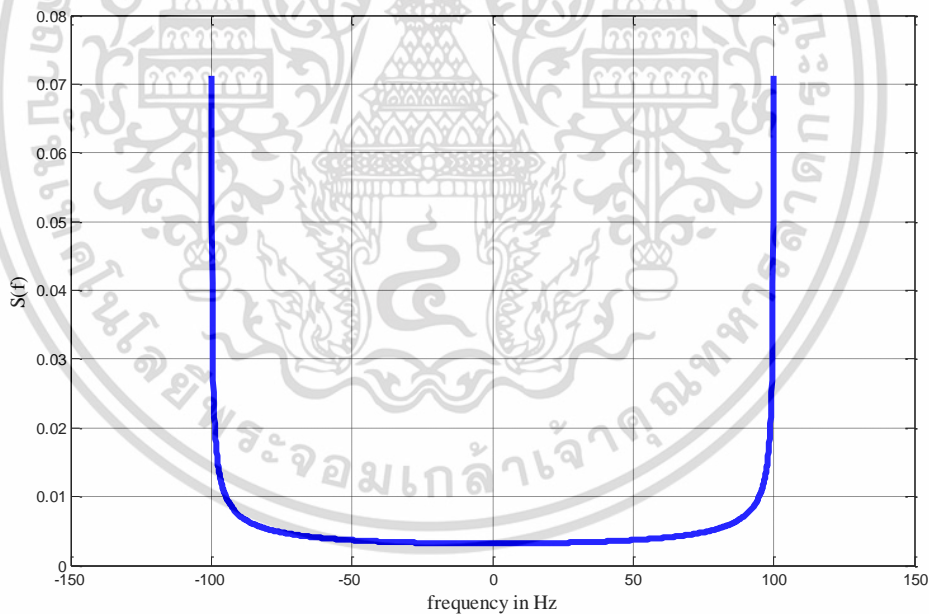
$$f = \frac{v}{c} f_0 \cos \theta \quad (2.38)$$

โดยที่  $c$  คือความเร็วของแสงและ  $f_0$  คือความถี่เดิมของสัญญาณ สามารถหาค่าการเลื่อนดอปเปลอร์สูงสุดสามารถได้เมื่อ  $\theta = 0$  นั่นคือ

$$f_d = \frac{v}{c} f_0 \quad (2.39)$$

นอกจากนี้ ถ้าตามเงื่อนไขที่รู้จักกันในชื่อ สเปกตรัมกำลังของดอปเปลอร์ของเจคส์ (Jakes Doppler Power Spectrum) คือ คลื่นวิทยุแพร่กระจายในแนวนอน สัญญาณคลื่นวิทยุของ AOA  $\theta_i$  กระจายอยู่อย่างสม่ำเสมอทั่ว  $[-\pi, \pi]$  ที่ตัวรับสัญญาณ และสายอากาศรับสัญญาณมีรูปทรงสมมาตรแบบวงกลม จะมีรูปแบบบรรทัดฐาน ตามรูป 2.26

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - (f/f_d)^2}}, \quad |f| \leq f_d \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.26 สเปกตรัมดอปเปลอร์ของ Jakes ที่  $f_d = 100\text{Hz}$

นอกจากนี้หากมีส่วนประกอบเส้นแนวสายตา เช่น ช่องสัญญาณจางหายแบบไรเซียน (Rician), สเปกตรัมกำลังของดอปเปลอร์ (Doppler Power Spectrum) ที่ดัดแปลงแล้ว หาค่าได้โดย

$$S(f) + K_r \delta(f - f_{d, \text{LOS}}) \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่  $f_{d,LOS} = f_d \cos \theta_0$  หมายถึง การเลื่อนดอปเพลอร์ของพาทตรงและ  $\delta(\cdot)$  เป็นโคเรเนกเคอร์ดิแรกฟังก์ชัน (Kronecker Dirac Function)

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases} \quad (2.42)$$

### 2.3.3.2 ลักษณะเฉพาะการสัมพันธ์อัตโนมัติของ CIR

ACF ของ CIR  $h(t)$  ในสมการที่ 2.33 สามารถคำนวณได้ง่ายๆโดย

$$R_{hh}(\tau) = E\{h(t)h^*(t+\tau)\}$$

$$R_{hh}(\tau) = \frac{1}{K_r+1} \int_{-\pi}^{\pi} p(\theta) e^{-j2\pi f_d \cos(\theta)\tau} d\theta + \frac{K_r}{K_r+1} e^{-j2\pi f_d \cos(\theta_0)\tau}$$

โดยที่  $p(\theta)$  เป็น pdf ของ AOA  $\theta_i$  ตามรูปแบบของเจคส์ (Jakes)[14] ถ้า  $\theta_i$  มีการกระจายอย่างสม่ำเสมอใน  $[-\pi, \pi]$  และ  $K_r = 0$  ด้วย เช่น การจางหายแบบเรย์ลี จากนั้นเราจะได้

$$R_{hh}(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (2.43)$$

โดยที่  $J_0(\cdot)$  หมายถึงฟังก์ชันเบสเซลลำดับที่ศูนย์ของชนิดแรก ดังนั้น ACF ของไรเซียนกระจาย CIR สามารถแสดงได้โดย

$$R_{hh}(\tau) = \frac{1}{K_r+1} J_0(2\pi f_d \tau) + \frac{K_r}{K_r+1} e^{-j2\pi f_d \cos(\theta_0)\tau} \quad (2.44)$$

โปรดสังเกตว่า CIR สามารถจำลองได้ด้วยรูปแบบที่ซับซ้อนของ  $h(t) = \Re(t) + j\Im(t)$  โดยมี  $\Re(t)$  และ  $\Im(t)$  หมายถึงองค์ประกอบจริงและจินตภาพของ  $h(t)$  ตามลำดับ เป็นผลให้ ACF (ดูรูปที่ 2.27) ขององค์ประกอบจริงสามารถแสดงเป็น[15]

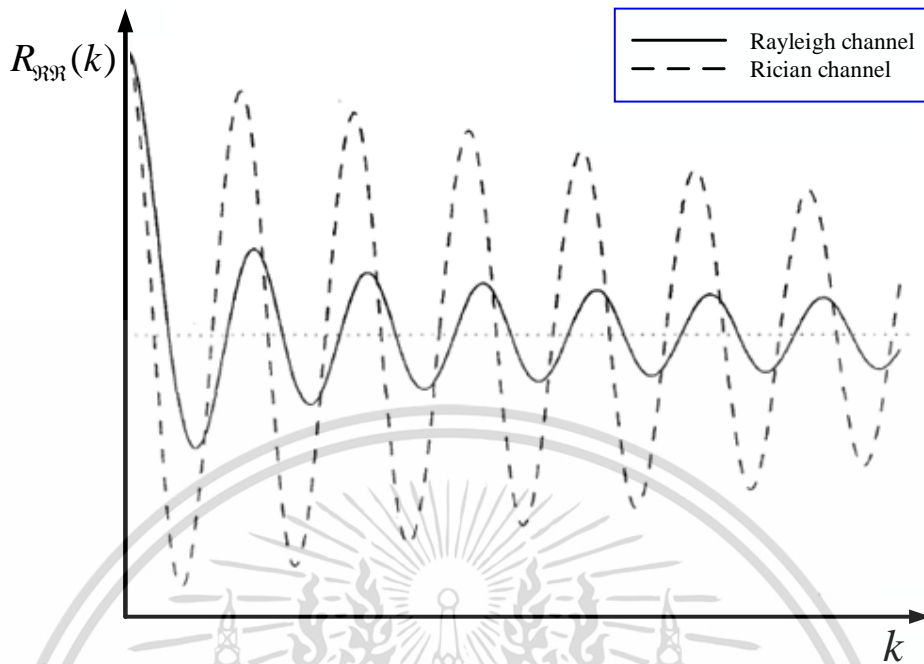
$$R_{\Re\Re}(\tau) = E\{\Re(t)\Re(t+\tau)\}$$

$$R_{\Re\Re}(\tau) = \frac{1}{K_r+1} J_0(2\pi f_d \tau) + \frac{K_r}{K_r+1} \cos(2\pi f_d \cos(\theta_0)\tau) \quad (2.45)$$

และในกรณีพิเศษของช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี,  $\Re$  และ  $\Im$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนแบบกระจายเหมือนกันและกระจายอิสระ (i.i.d. Gaussian Random Variables) ทั้งคู่ ดังนั้น ACFs ของพวกเขาสามารถหาได้ง่ายๆโดย

$$R_{\Re\Re}(\tau) = R_{\Im\Im}(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

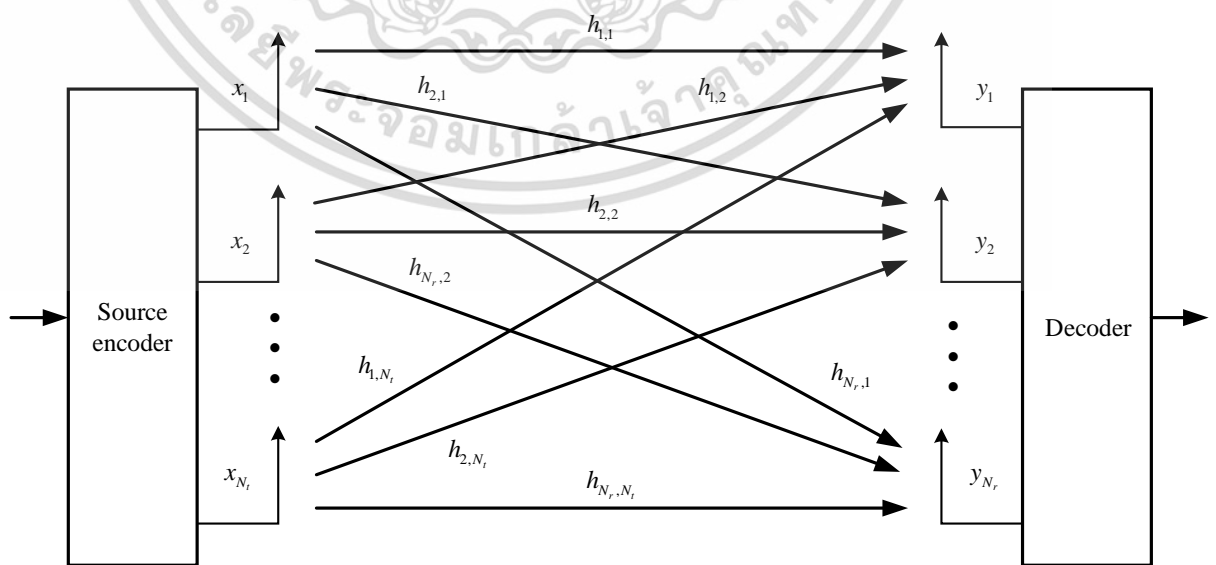


รูปที่ 2.27 ACF ของ CIR ของช่องสัญญาณเรย์ลี (Rayleigh) และไรเซียน (Rician)

## 2.4 ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM System)

### 2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)

แบบแผนโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (Multiple Input Multiple Output OFDM : MIMO-OFDM) ได้ถูกออกแบบสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายบรอดแบนด์ เนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณมักจะมีขนาดใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน ช่องสัญญาณสามารถมองได้ว่าเป็นความถี่ที่เลือก



รูปที่ 2.28 ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีสายอากาศตัวส่ง  $N_t$

และสายอากาศตัวรับ  $N_r$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.28 แสดงแผนภาพบล็อกทั่วไปของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต เวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับสามารถแสดงได้ง่ายๆโดย

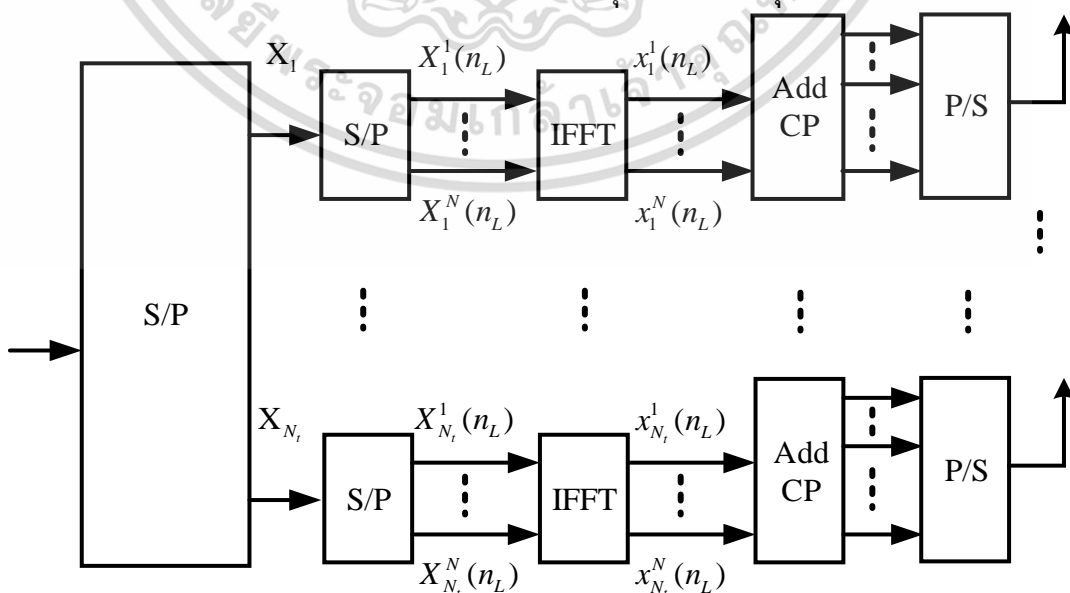
$$y = Hx + v \tag{2.47}$$

โดยที่  $y$  และ  $x$  เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรับและส่งตามลำดับ  $H$  หมายถึงเมตริกของช่องสัญญาณ  $N_r \times N_t$  ของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO System) โดย  $v$  แทนเวกเตอร์ของคลื่นรบกวนที่เครื่องรับ เราสันนิษฐานว่าคลื่นรบกวนเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) แต่ละการเชื่อมโยงระหว่างคู่ของเสาอากาศรับและส่งสัญญาณสามารถถือได้ว่าเป็นตัวกรอง FIR นอกจากนี้ช่องสัญญาณยังสามารถถูกสันนิษฐานได้ตลอดเวลาในการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ แม้ว่ามันอาจจะแปรปรวนสำหรับสัญลักษณ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นที่รู้จักกันว่าเป็นรูปแบบคงที่ (Quasi-Static) ดังนั้นเราจึงกำหนดเมตริกซ์ของช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$H(n_L) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(n_L) & h_{1,2}(n_L) & \dots & h_{1,N_t}(n_L) \\ h_{2,1}(n_L) & h_{2,2}(n_L) & \dots & h_{2,N_t}(n_L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(n_L) & h_{N_r,2}(n_L) & \dots & h_{N_r,N_t}(n_L) \end{bmatrix}_{N_r \times N_t} \tag{2.48}$$

โดยที่  $h_{n_r,n_t}(n_L)$  หมายถึง CIR ระหว่าง เสาอากาศรับ  $n_r$ th และ เสาอากาศส่ง  $n_t$ th ในระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่  $n_L$ th โดยที่  $n_L = 0, 1, 2, \dots, N_L - 1$

2.4.2 แบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต



รูปที่ 2.29 เครื่องส่งโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่ได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

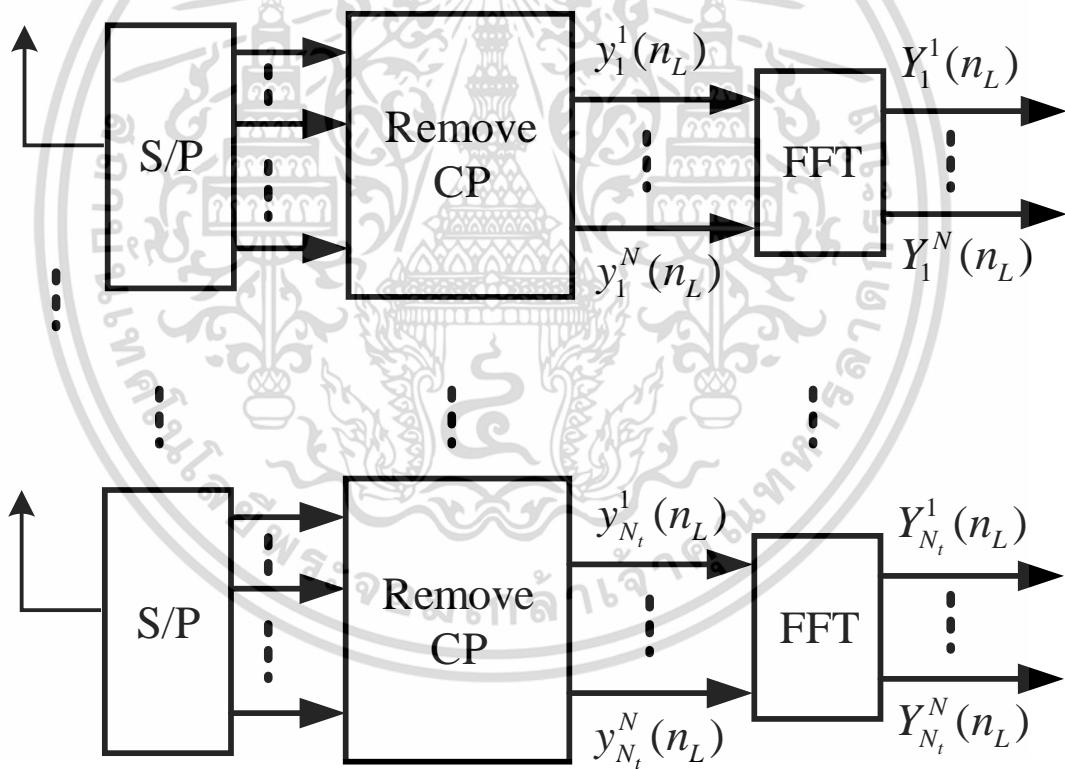
รูปที่ 2.29 แสดงแผนภาพบล็อกของเครื่องส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตอย่างง่ายซึ่งประกอบด้วยการเชื่อมโยงแบบบิสระ  $N$ , สำหรับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่  $n_L$  th เรากำหนดว่า

$$\mathbf{X}_{n_L}(n_L) = [X_{n_L}^1(n_L), \dots, X_{n_L}^N(n_L)]^T \quad (2.49)$$

เป็นสัญญาณโดเมนความถี่ขาเข้าสำหรับหน่วย IFFT โดยที่  $N$  หมายถึงจำนวนของคลื่นพหุย่อยในทำนองเดียวกันสัญญาณขาออกของตัวประมวลผล IFFT สามารถกำหนดเป็น

$$\mathbf{x}_{n_L}(n_L) = [x_{n_L}^1(n_L), \dots, x_{n_L}^N(n_L)]^T \quad (2.50)$$

ซึ่งปกติเรียกว่าสัญญาณโดเมนเวลา หลังจากเพิ่มตัวเสริมหน้าไซคลิก สัญญาณจะถูกส่งจากเสาอากาศที่  $n_L$  th



รูปที่ 2.30 เครื่องรับโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

รูปที่ 2.30 แสดงแผนผังของเครื่องรับโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบง่าย ๆ ซึ่งประกอบด้วยเสาอากาศรับ  $N_r$ , สำหรับการเชื่อมโยง  $n_L$  th ตัวอย่างของสัญญาณที่ได้รับซึ่งสอดคล้องกับตัวเสริมหน้าไซคลิกจะถูกลบออกก่อน จากนั้นสัญญาณโดเมนเวลาที่ได้รับสามารถแสดงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_{n_r}(n_L) = [y_{n_r}^1(n_L), \dots, y_{n_r}^N(n_L)]^T \quad (2.51)$$

หลังจากการประมวลผลแบบ FFT เราได้รับสัญญาณในโดเมนความถี่แล้ว

$$Y_{n_r}(n_L) = [Y_{n_r}^1(n_L), \dots, Y_{n_r}^N(n_L)]^T \quad (2.52)$$

ด้วยสัญญาณที่ได้รับ ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถถูกประมาณค่าโดยหลากหลายวิธีการ ข้อมูลจะถูกกู้คืนโดยตัวถอดรหัสโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยอิงจากเมตริกซ์ของช่องสัญญาณโดยประมาณ

## 2.5 การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ไพลอตในระบบโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถแยกสัญญาณได้ทั้งวิธีการอย่างสอดคล้องหรือแตกต่างกัน ข้อได้เปรียบที่สำคัญที่สุดของการแยกสัญญาณ ที่แตกต่างกันไม่จำเป็นต้องใช้ข้อมูลช่องสัญญาณและตัวรับค่อนข้างง่าย อย่างไรก็ตามเมื่อเทียบกับการแยกสัญญาณที่สอดคล้องกันประสิทธิภาพของระบบจะลดลงจาก 3 เป็น 4 dB[16] นอกจากนี้ไม่สามารถประยุกต์ใช้ในการแยกสัญญาณหลายระดับ ดังนั้นการแยกสัญญาณที่สอดคล้องกันถูกใช้มากกว่าเพื่อให้ได้อัตราข้อมูลที่สูงขึ้น ประสิทธิภาพของคลื่นความถี่และสมรรถนะที่ดีขึ้น การแยกสัญญาณที่สอดคล้องกันขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของเฟสและแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ การประมาณค่าที่แม่นยำของช่องเป็นสิ่งจำเป็น ทำอย่างไรให้ได้การประมาณค่าช่องสัญญาณที่ดีที่สุดในระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นสิ่งสำคัญมากที่ต้องรู้

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถแบ่งออกได้เป็นสองวิธี ได้แก่ การประมาณช่องสัญญาณโดยใช้ข้อมูลไพลอตและการประมาณค่าช่องสัญญาณแบบตาบอด วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณไพลอตจะขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณไพลอตและสัญลักษณ์ไพลอต อย่างไรก็ตามเนื่องจากโครงสร้างความถี่เวลาสองมิติของระบบโอเอฟดีเอ็ม ตัวช่วยมอดูเลตสัญลักษณ์ไพลอต (Pilot Symbol Assisted Modulation : PSAM) มีความยืดหยุ่นมากขึ้น ตัวช่วยมอดูเลตสัญลักษณ์ไพลอตเป็นวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ลำดับและสัญลักษณ์ไพลอตซึ่งจะแทรกลงในตำแหน่งคงที่ของสัญญาณที่ส่งโดยเครื่องส่งสัญญาณ สัญลักษณ์ไพลอตที่ส่งมาจากเครื่องส่งสัญญาณจะทำให้สเปกตรัมมีประสิทธิภาพและการใช้พลังงานลดลงด้วยการลดการตอบสนองต่อรูปแบบช่องสัญญาณอย่างรวดเร็ว การประเมินช่องสัญญาณแบบตาบอดมุ่งเน้นไปที่ความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่ส่งและรับโดยไม่ต้องทราบข้อมูลของข้อมูลที่ส่ง แม้ว่าจะให้ประสิทธิภาพของสเปกตรัมและพลังงานสูงขึ้นโดยใช้การประมาณช่องสัญญาณแบบตาบอด แต่ก็ต้องการข้อมูลเพิ่มเติมในการวิเคราะห์ ดังนั้นจึงเหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงช้า

สำหรับการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ข้อมูลไพลอตของระบบโอเอฟดีเอ็มต้องใช้ข้อมูลสามอย่างต่อไปนี้ ประการแรกควรพิจารณาแบบสัญญาณไพลอตที่เหมาะสม ขั้นตอนที่สองควรใช้ขั้นตอนวิธีประมาณค่าช่องสัญญาณไพลอตที่มีความซับซ้อนต่ำ ประการที่สามต้องมีการพัฒนาวิธีการแยกสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีประสิทธิภาพ

### 2.5.1 ประเภทของไหลอด

เพื่อให้ได้ข้อมูลช่องสัญญาณ สัญญาณไหลอดจะถูกแทรกลงในข้อมูลจากเครื่องส่งสัญญาณ และเครื่องรับรับข้อมูลช่องโดยใช้สัญญาณไหลอดที่ได้รับ ประเด็นสำคัญคือปัญหาของการออกแบบรูปแบบสัญญาณไหลอดคือการกำหนดตำแหน่งที่จะใส่สัญญาณไหลอดและระยะความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณไหลอด วิธีการแทรกที่เหมาะสมสามารถคำนวณได้ตามสภาพแวดล้อมการสื่อสารที่รู้จักและความเร็วโดยประมาณจากเทอร์มินัล[17]

ดังนั้นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดสองตัวของสัญญาณไหลอด คือ การเลื่อนดอปเปลอร์สูงสุด (Maximum Doppler Shift)  $f_m$  ซึ่งจะกำหนดเวลาที่สอดคล้องกันต่ำสุดและความล่าช้าของเวลามัลติพาทสูงสุดที่  $\tau_{\max}$  ที่กำหนดแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกันต่ำสุด

ช่องสัญญาณจางหายของระบบโอเอฟดีเอ็มในระนาบความถี่เวลาสามารถมองได้ว่าเป็นตาข่าย 2D เนื่องจากสัญญาณถูกส่งไปในตำแหน่งคงที่และการสุ่มตัวอย่าง 2D ควรตอบสนองทฤษฎีบทการสุ่มตัวอย่างไนควิสต์ (Nyquist Sampling) เพื่อลดความผิดเพี้ยน ดังนั้นขีดจำกัดขั้นต่ำของสัญญาณไหลอดที่แทรกเข้าไปจึงถูกตัดสินใจโดยทฤษฎีไนควิสต์ (Nyquist Theorem) จากทฤษฎีไนควิสต์ ช่วงของโดเมนเวลา  $D_t$  และโดเมนความถี่  $D_f$  ควรเป็นดังนี้[18]

$$f_m \cdot T \cdot D_t \leq \frac{1}{2}, \quad \tau_{\max} \cdot \Delta f \cdot D_f \leq \frac{1}{2} \quad (2.63)$$

โดยที่  $\Delta f$  คือแบนด์วิดท์ของคลื่นพาย่อยและ  $T$  คือระยะเวลาของสัญญาณ

สำหรับการประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติจะมีการใช้การเพิ่มตัวอย่างให้มากขึ้น (Oversampling) 2 เท่าของค่าต่ำสุด ดังนั้น

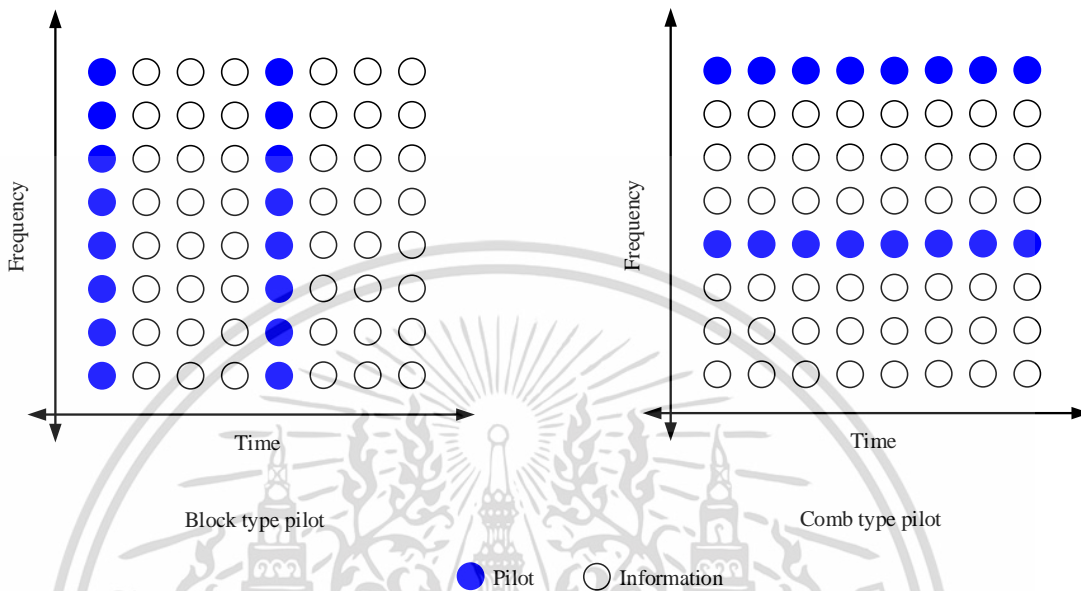
$$f_m \cdot T \cdot D_t \approx \frac{1}{4}, \quad \tau_{\max} \cdot \Delta f \cdot D_f \leq \frac{1}{4} \quad (2.64)$$

การประมาณค่าช่องสัญญาณพื้นฐานในระบบโอเอฟดีเอ็มมีสองแบบคือ ช่องสัญญาณไหลอดแบบบล็อก (Block Type) และ ช่องสัญญาณไหลอดแบบคอมบ์ (Comb-Type) แสดงในรูปที่ 2.31

วิธีการที่หนึ่ง คือวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณไหลอดแบบบล็อกจะทำได้โดยการแทรกสัญญาณไหลอดเข้าไปในคลื่นพาย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทั้งหมด โดยช่วงที่กำหนดในเวลาเนื่องจากครอบคลุมความถี่ทั้งหมด สัญญาณไหลอดอาจมีผลกับการจางหายความถี่ที่เลือก (Selective Frequency Fading) แต่มีความไวต่อผลกระทบของช่องสัญญาณจางหายรวดเร็ว (Fast Fading Channel) ดังนั้นสัญญาณไหลอดแบบบล็อกจึงได้รับการพัฒนาขึ้นภายใต้สมมติฐานช่องสัญญาณจางหายแบบช้า ในกรณีที่สัญญาณไหลอดมีจำนวนเท่ากันประสิทธิภาพจะถูกกำหนดโดยอัตราการเปลี่ยนช่องสัญญาณเรียกว่าเวลาที่สอดคล้องกัน (Coherent Time)

วิธีการที่สอง คือการประมาณค่าช่องสัญญาณไหลอดแบบคอมบ์ทำได้โดยการแทรกสัญญาณไหลอดเป็นคลื่นพาย่อยที่เฉพาะเจาะจงของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแต่ละตัว ซึ่งจำเป็นต้องใช้การประมาณค่าในช่วง (Interpolation) เพื่อประมาณค่าเงื่อนไขของคลื่นพาย่อย เมื่อเทียบกับสัญญาณไหลอดแบบบล็อกเนื่องจากสัญญาณไหลอดถูกแทรกลงในคลื่นพาย่อยที่มีช่วงเวลาเดียวกัน การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณค่าช่องสัญญาณไพลอตแบบคอมบ์จะนำมาใช้เพื่อตอบสนองความต้องการในการทำให้เท่ากันเมื่อช่องสัญญาณเปลี่ยนไปแม้กระทั่งจากบล็อกโอเอฟดีเอ็มหนึ่งไปจนถึงช่องสัญญาณที่ตามมาในกรณีที่มีสัญญาณไพลอตจำนวนเท่ากัน สมรรถนะจะถูกกำหนดโดยการหน่วงเวลาของช่องสัญญาณมัลติพาธ ซึ่งเรียกว่า แบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน



รูปที่ 2.31 ไพลอตแบบบล็อกและไพลอตแบบคอมบ์

2.5.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้ไพลอตแบบคอมบ์

ในการประมาณค่าช่องสัญญาณไพลอตแบบคอมบ์ตามที่แสดงในรูปที่ 2.31 สำหรับแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ส่ง สัญญาณไพลอต  $N_p$  จะถูกแทรกเข้าไปในคลื่นพาร์ย่อยที่ช่วงเวลาเดียวกันในความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน

$$X(k) = X(mN_f + l) = \begin{cases} x_p(m) & l = 0 \\ Data & l = 1, 2, \dots, N_f - 1 \end{cases} \tag{2.65}$$

ในกรณีที่  $X(k)$  เป็นข้อมูล รวมถึงข้อมูลไพลอตและข้อมูลของคลื่นพาร์ย่อยทั้งหมด  $x_p(m)$  คือค่าของคลื่นพาร์ย่อยไพลอต  $m^{th}$  และ  $N_f$  คือช่วงความถี่ของสัญญาณไพลอตที่ถูกแทรกลงไปตามลำดับ หากมีคลื่นพาร์ย่อยจำนวน  $N$

$$N_f = \frac{N}{N_p} \tag{2.66}$$

ตามตำแหน่งของสัญญาณไพลอต การตอบสนองต่อความถี่ของช่องสัญญาณย่อยที่สอดคล้องกันจะถูกคำนวณในเครื่องรับ

$$\hat{H}_p(m) = \frac{Y_p(mN_f)}{X_p(mN_f)}, \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (2.67)$$

โดยที่  $Y_p$  และ  $X_p$  คือคลื่นพายุย่อยไหลตออกและเข้าตามลำดับ

เมื่อช่วงเวลาสัญญาณไหลตสั้นกว่าแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน หลังจากการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณย่อยไหลตถูกประมาณค่าแล้ว การประมาณค่าในช่วงถูกใช้ในโดเมนความถี่เพื่อหาค่าประมาณของช่องสัญญาณ[19] วิธีการแก้ไขที่แตกต่างกันจะให้ความแม่นยำที่แตกต่างกัน

### 2.5.2.1 การประมาณค่าในช่วงแบบคงที่เป็นช่วง (Piecewise Constant Interpolation)

การประมาณค่าในช่วงแบบคงที่เป็นช่วง (Piecewise Constant Interpolation) เป็นวิธีที่ง่ายที่สุด ช่องสัญญาณถูกประมาณค่าโดยสัญญาณไหลตก่อนหน้าและการประมาณค่าช่องสัญญาณจะได้รับโดย

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(mN_f + l) = \hat{H}_p(m), \quad 0 \leq l \leq N_f, \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (2.68)$$

เราสามารถสังเกตได้ว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณ  $\hat{H}(k)$  ของคลื่นพายุย่อยทั้งหมดจะถูกกำหนดโดยการประมาณค่าของสัญญาณไหลตตัวที่  $m^{\text{th}}$  โดยตรง การประมาณค่าในช่วงแบบคงที่เป็นช่วงเป็นวิธีการที่ง่ายที่สุดแต่ก็ให้สมรรถนะที่แย่มากที่สุด

### 2.5.2.2 การประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น (Linear Interpolation)

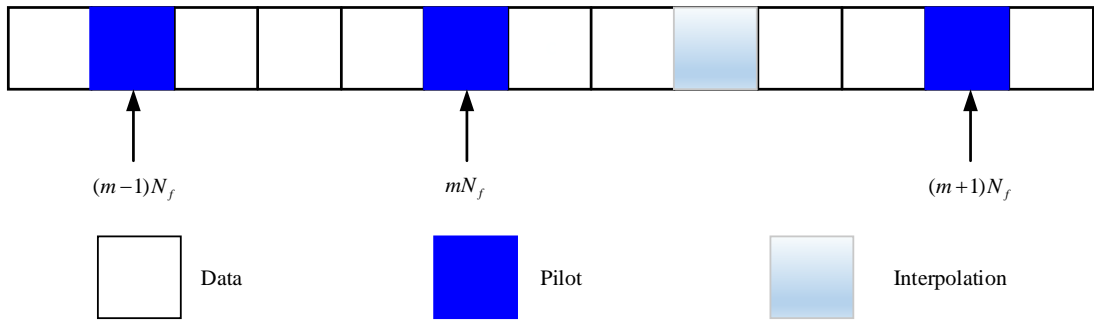
การประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น (Linear Interpolation) ทำงานได้ดีกว่าการประมาณค่าในช่วงแบบคงที่เป็นช่วง[20] การประมาณช่องสัญญาณที่คลื่นพายุย่อยข้อมูลได้จากการประมาณค่าของการตอบสนองของสองช่องสัญญาณย่อยที่ติดกันที่อยู่ติดกัน แต่เงื่อนไขเบื้องต้นคือ การเป็นเส้นตรงของฟังก์ชันที่ส่งผ่านของช่องสัญญาณย่อยที่อยู่ติดกัน การประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น ถูกแสดงตามด้านล่าง

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(mN_f + l) = (\hat{H}_p(m+1) - \hat{H}_p(m)) \frac{l}{N_f} + \hat{H}_p(m), \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (2.69)$$

ในสมการที่ 2.69 ทราบว่ามีเพียงสองสัญญาณไหลตถูกใช้ในการประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้นสำหรับการประมาณค่าช่องสัญญาณ ดังนั้นความซับซ้อนของการคำนวณจึงทำได้ง่าย แต่ประสิทธิภาพไม่จำเป็นต้องเป็นที่น่าพอใจ

### 2.5.2.3 การประมาณค่าในช่วงแบบอันดับสอง (Second Order Interpolation)

การประมาณค่าในช่วงแบบอันดับที่สอง (Second Order Interpolation) ดีกว่าการประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น ซึ่งการประมาณค่าช่องสัญญาณที่ข้อมูลคลื่นพายุย่อยถูกคำนวณด้วยการใช้การผสมเชิงเส้นของสัญญาณไหลตสามตัวที่อยู่ติดกัน[21] รูปที่ 2.32 แสดงแผนภาพของการประมาณค่าในช่วงแบบอันดับที่สอง



รูปที่ 2.32 ภาพร่างของการประมาณค่าในช่วงแบบอันดับสอง

ในทางทฤษฎีการประมาณค่าในช่วงแบบอันดับที่สูง (High Order Interpolation) จะให้การประมาณค่าช่องสัญญาณที่ดีกว่าเนื่องจากใช้สัญญาณไหลออกมาเพิ่มขึ้น และการประมาณค่าช่องสัญญาณจะใกล้เคียงกับการตอบสนองของช่องสัญญาณที่แท้จริง แต่ความซับซ้อนของการคำนวณยังเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของลำดับ การประมาณค่าช่องสัญญาณของการประมาณค่าในช่วงแบบอันดับที่สองจะกำหนดโดย

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(mN_f + l) = c_1 \hat{H}_p(m+1) - c_0 \hat{H}_p(m) + c_{-1} \hat{H}_p(m+1), \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (2.70)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ถูกกำหนดเป็น

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \\ c_0 &= -(\alpha-1)(\alpha+1), \quad \alpha = \frac{1}{N_f} \\ c_{-1} &= \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \end{aligned} \quad (2.71)$$

#### 2.5.2.4 การประมาณค่าในช่วงแบบคิวบิกสไปไลน์ (Cubic Spline

Interpolation)

วิธีการการประมาณค่าในช่วงแบบคิวบิกสไปไลน์ (Cubic Spline Interpolation) สร้างพหุนามที่ราบรื่นและต่อเนื่องพอดีกับจุดข้อมูลที่ได้รับ[22] ซึ่งได้รับมาจาก

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mN_f + l) \\ \hat{H}(k) &= \alpha_1 \hat{H}_p(m+1) + \alpha_0 \hat{H}_p(m) + N_f \alpha_1 \hat{H}'_p(m+1) - N_f \alpha_0 \hat{H}'_p(m), \end{aligned} \quad (2.72)$$

$$m = 0, 1, \dots, N_p - 1$$

$\hat{H}'_p(m)$  เป็นอนุพันธ์ลำดับแรกของ  $\hat{H}_p(m)$  และ

$$\alpha_1 = \frac{3(N_f - l)^2}{N_f^2} - \frac{2(N_f - l)^3}{N_f^3}$$

$$\alpha_0 = \frac{3l^2}{N_f^2} - \frac{2l^3}{N_f^3} \quad (2.73)$$

แม้ว่าการประมาณค่าในช่วงแบบคิวบิกสไปลน์โดยการประมาณค่าในช่วงอันดับที่สูงกว่าสามารถใช้เพื่อความแม่นยำของการประมาณค่าในช่วงที่ต่ำกว่า แต่การปรับปรุงสมรรถนะไม่ได้รับการพิสูจน์อย่างชัดเจน

## 2.6 ระบบ V-BLAST

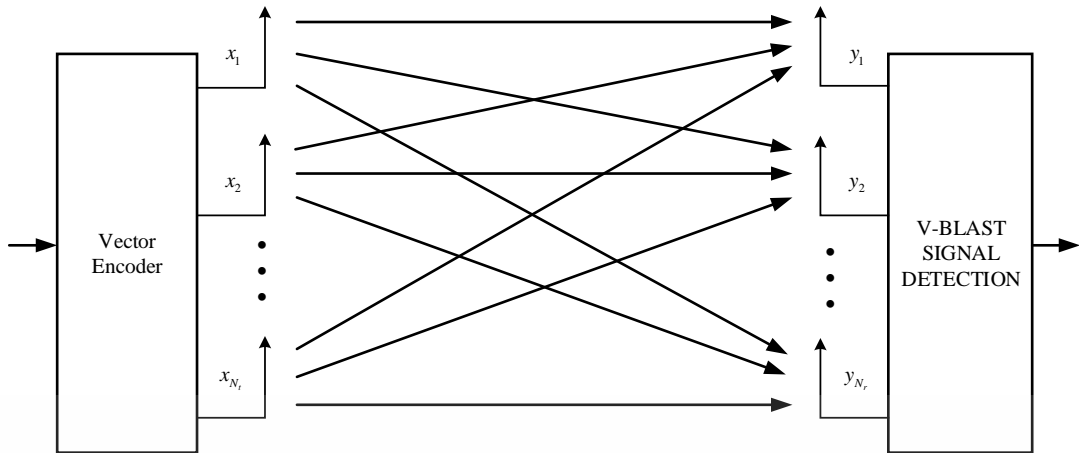
ขั้นตอนแรกที่น่าสนใจคือ Diagonal Bell laboratories layered space-time (DBLAST) และ V-BLAST[23] แม้ว่า D-BLAST บรรลุขีดความสามารถของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO System) เต็มรูปแบบ แต่ก็มีความซับซ้อนมากขึ้นเมื่อเทียบกับ V-BLAST ซึ่งแม้จะมีความซับซ้อนน้อยกว่าแต่ก็มีความสามารถในการบรรลุขีดความสามารถของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้เต็มรูปแบบเช่นกัน V-BLAST เป็นขั้นตอนวิธีการตรวจจับที่ตัวรับของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ข้อมูลที่เป็นอิสระสามารถถูกส่งพร้อมกันผ่านสายอากาศตัวส่งหลายตัว อัตราข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามสัดส่วนของจำนวนสายอากาศตัวส่งและแบนด์ความถี่เหมือนกันถูกใช้สำหรับการรับส่งข้อมูลทั้งหมด ซึ่งทำให้ได้ประสิทธิภาพของสเปกตรัมที่สูง หลักการของมันค่อนข้างง่าย อันดับแรกมันตรวจจับสัญญาณที่มีสมรรถนะสูงที่สุด (SNR สูงสุด) และมันจะสร้างสัญญาณที่ได้รับอีกครั้งจากเครื่องส่งตัวแรก จากนั้นสัญญาณที่ถูกสร้างอีกครั้งจะถูกลบออกจากสัญญาณที่ได้รับพร้อมกับสัญญาณใหม่ตั้งแต่เริ่มต้นทำการลบสัญญาณตัวแรกเรียบร้อยแล้วมันดำเนินการต่อไปเพื่อตรวจจับสัญญาณที่มีสมรรถนะสูงสุดของเครื่องตัวที่สอง เพราะเหตุนี้จึงช่วยให้มีการรับกวาดต่อแวกเตอร์ที่ได้รับน้อย

แม้ว่าขั้นตอนวิธีการตรวจจับ V-BLAST จะขึ้นอยู่กับแนวคิดของการตรวจจับหลายตัวส่งแต่ มันก็เป็นการตรวจจับตัวส่งตัวเดียว สถาปัตยกรรม V-BLAST ถูกเสนอครั้งแรกโดย Foschini เพื่อเพิ่มขีดความสามารถในขณะที่ใช้ประโยชน์จากการจางหายแบบมัลติพาท (Multipath Fading)[24]

### 2.6.1 สถาปัตยกรรม V-BLAST

สถาปัตยกรรม BLAST เป็นหนึ่งในระบบการสื่อสารที่เก่าแก่ที่สุดที่เสนอว่าจะใช้ประโยชน์ของความสามารถที่สูงของช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต มันสามารถบรรลุประสิทธิภาพของสเปกตรัมที่สูงโดยการทำการเข้ารหัสหรือถอดรหัสการมัลติเพล็กซ์เชิงพื้นที่ของสัญญาณผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต[25]

ดังนั้นสัญญาณที่สามารถถูกส่งผ่านสายอากาศและสายอากาศที่เครื่องรับแต่ละตัวจะได้รับสัญญาณที่ซ้อนทับกัน การรับส่งสำหรับ V-BLAST ทำได้โดยการแบ่งสตรีมข้อมูลเป็นเลเยอร์สตรีมข้อมูลย่อย ที่ตัวรับนั้น สัญญาณที่ได้รับที่สายอากาศที่เครื่องรับแต่ละตัวคือการซ้อนทับกันของสัญญาณและรวมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน จากนั้นกระบวนการตรวจจับถูกดำเนินการสำหรับแต่ละแวกเตอร์ตัวรับ



รูปที่ 2.33 บล็อกไดอะแกรมของสถาปัตยกรรม V-BLAST

รูป 2.33 แสดงแผนภาพบล็อกไดอะแกรมของสถาปัตยกรรม V-BLAST มีสายอากาศที่ตัวส่ง  $N_t$  และสายอากาศที่ตัวรับ  $N_r$  โดยที่  $N_r \geq N_t$  อันดับแรกข้อมูลถูกแยกเป็นเลขเอร์หรือสตรีมข้อมูลย่อยแบบขนานและจะถูกส่งจากสายอากาศเครื่องส่งที่แตกต่างกัน แต่ละสายอากาศส่งเลขเอร์ข้อมูลพร้อมกันในแถบความถี่เดียวกัน ช่องสัญญาณถูกสมมุติให้เป็นแบบช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) เครื่องรับทำงานในช่องสัญญาณร่วมซึ่งสัญญาณที่เครื่องรับแต่ละตัวประกอบด้วยส่วนประกอบที่ทับซ้อนกันของสัญญาณที่ส่ง

แบบจำลองระบบ V-BLAST สามารถแสดงได้ในสัญลักษณ์เมตริกซ์ เวกเตอร์ของสัญลักษณ์ที่ส่งในเวลา  $k^{th}$  จะแสดงด้วย

$$x_k = [x_k \ x_k \ \dots \ x_k] \quad (2.74)$$

แต่ละสายอากาศรับสัญญาณรับสัญญาณจากเสาอากาศทั้งหมด สัญญาณที่ได้รับในช่วงเวลา  $k^{th}$  จะแสดงเป็น

$$r_k = HX_k + V_k \quad (2.75)$$

โดยที่  $H$  คือเมตริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้รับจาก สมการ 2.48 และ  $v_k$  คือเวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่ได้รับจาก

$$v_k = [v_k \ v_k \ \dots \ v_k] \quad (2.76)$$

โดยที่  $v$  ถูกสมมุติให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนแบบกระจายเหมือนกันและกระจายอิสระที่มีเมตริกซ์  $I\sigma_n^2$  ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนรวมเท่ากับศูนย์

การตรวจจับแบบ V-BLAST ใช้เทคนิคการทำให้ไม่มีค่าเชิงเส้น (เช่น ZF หรือ LLSE) หรือวิธีการที่ไม่ใช่เชิงเส้น เช่น การยกเลิกสัญญาณ ในแต่ละช่วงเวลาจะมีหนึ่งๆ กระแสข้อมูลย่อยถูกพิจารณาว่าเป็นสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณอื่นๆทั้งหมดเป็นสัญญาณแทรกสอด การหาค่าการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ไม่มีค่า (Nulling) ได้จากการการถ่วงน้ำหนักเชิงเส้นของสัญญาณที่ได้รับ ( $W$  : linearly weighting)

ขั้นตอนหลักๆสำหรับการตรวจจับแบบ V-BLAST คือ

1. การลำดับ (Ordering) : การเลือกช่องสัญญาณที่ดีที่สุด
2. การทำให้ไม่มีค่า (Nulling) : ใช้ ZF, LLSE หรือ ML
3. การแบ่งสัดส่วน (Slicing) : ทำการตัดสินใจสัญลักษณ์
4. การยกเลิก (Cancelling) : การลบสัญลักษณ์ที่ตรวจพบ
5. การทำซ้ำ (Iteration) : ไปที่ขั้นตอนแรกเพื่อตรวจจับสัญลักษณ์ถัดไป

## 2.6.2 ลักษณะเฉพาะของ V-BLAST แบบ Zero Forcing (ZF)

เครื่องรับ Zero-Forcing (ZF) เป็นขั้นตอนวิธีการตรวจจับเชิงเส้นที่มีความซับซ้อนต่ำซึ่งสัญญาณขาออก

$$\hat{a} = Q(\hat{a}_{ZF}) \quad (2.77)$$

โดยที่

$$\hat{a}_{ZF} = H^+ r \quad (2.78)$$

และ  $H^+$  หมายถึงตัวผกผันเสมือนแบบมัวร์-เพนโรส (Moore-Penrose Pseudo Inverse)[26] ของ  $H$  ซึ่งเป็นสิ่งที่ตรงกันข้ามทั่วไปที่มีอยู่เสมอแม้ในขณะที่  $H$  เป็นอันดับที่ขาด

เมื่อใช้เทคนิค ZF เราสามารถลดความซับซ้อนในการถอดรหัสของเครื่องรับ ML ได้อย่างมีนัยสำคัญ มีตัวรับสัญญาณแบบเส้นตรงที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำและทนต่อการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน มันทำงานได้ดีที่สุดเมื่อมีค่า SNR สูง[27]

ZF พยายามหาเมตริกซ์  $W$  ที่ทำให้  $WH = I$  ดังนั้นเพื่อให้บรรลุข้อจำกัดของเมตริกซ์  $W$  ตามสมการ

$$W = (H^H)^{-1} \times H^H \quad (2.79)$$

ขั้นตอนวิธี V-BLAST/ZF คือความแปรปรวนของ V-BLAST ได้รับจากกฎ ZF

ในสมการที่ 2.80k ถึงสมการที่ 2.82 แสดงขั้นตอนวิธีของ V-BLAST/ZF โดยที่  $H^+$  หมายถึง ตัวผกผันเสมือนแบบมัวร์-เพนโรสของ  $H$  [26],  $(W_i)_j$  คือแถว  $j^{\text{th}}$  ของ  $W_i, Q(\cdot)$  เป็นตัวควอนไทซ์ (Quantizer) ไปจุดที่ใกล้ที่สุดของจุดกลุ่มดาว  $(H)_{k_i}$  หมายถึงคอลัมน์  $k^{\text{th}}$  ของ  $H$ ,  $(H)_{\bar{k}_i}$  หมายถึงเมตริกซ์ที่ได้จากการทำให้เป็นศูนย์ (Zeroing) คอลัมน์  $k_1, k_2, \dots, k_i$  ของ  $H$  และ  $(H)_{\bar{k}_i}^+$  หมายถึงตัวผกผันเสมือน (Pseudo-Inverse) ของ  $(H)_{\bar{k}_i}$

โดยการกำหนดค่าเริ่มต้นเป็น

$$W_1 = H^+ \quad (2.80ก)$$

$$i = 1 \quad (2.80ข)$$

จากนั้นเป็นการทำซ้ำกระบวนการ

$$k_i = \arg_{j \in \{k_1, \dots, k_{i-1}\}} \min \|(W_i)_j\|^2 \quad (2.81ก)$$

$$y_{ki} = (W_i)_{ki} r_i \quad (2.81ข)$$

$$\hat{a}_{ki} = Q(y_{ki}) \quad (2.81ค)$$

$$r_{i+1} = r_i - \hat{a}_{ki} (H)_{k_i} \quad (2.81ง)$$

$$W_{i+1} = H^+_{k_i^-} \quad (2.81จ)$$

$$i = i + 1 \quad (2.82)$$

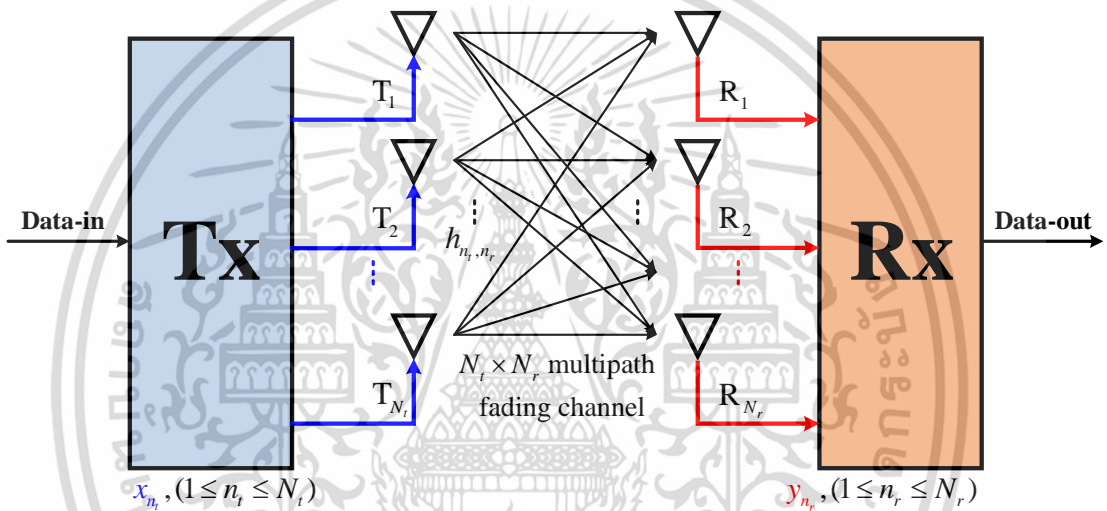
ในขั้นตอนวิธีข้างบน สมการที่ 2.81ก กำหนดลำดับของช่องสัญญาณที่จะตรวจจับ (Ordering) สมการที่ 2.81ข ทำการทำให้ไม่มีค่า (Nulling) และคำนวณสถิติการตัดสlicing สมการที่ 2.81ค คำนวณสถิติการตัดสlicingและให้คะแนนการตัดสlicing (Slicing) สมการที่ 2.81ง ดำเนินการยกเลิกตามข้อเสนอนั้นในการตัดสlicing (Cancelling) และสมการที่ 2.81จ คำนวณเมตริกซ์ช่องสัญญาณใหม่สำหรับการทำซ้ำถัดไป (Iteration) ในสมการที่ 2.82

V-BLAST/ZF อาจถูกมองว่าเป็นโครงการการยกเลิกที่ต่อเนื่องซึ่งมาจากโครงการ ZF ที่กล่าวถึงในหัวข้อ 2.5.1 กฎ ZF สร้างชุดของช่องสัญญาณย่อย โดยสร้าง  $\hat{a}_{ZF} = (H^+ H)a + H^+ V$  ดังในสมการ 2.15 ช่องสัญญาณย่อย  $j^{\text{th}}$  ดังกล่าวมีความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน  $\|(H^+)_{j_i}\|^2 N_o$  กฎการเลือกการจัดลำดับความสำคัญของช่องสัญญาณย่อยโดยมีความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนต่ำที่สุด

### บทที่ 3

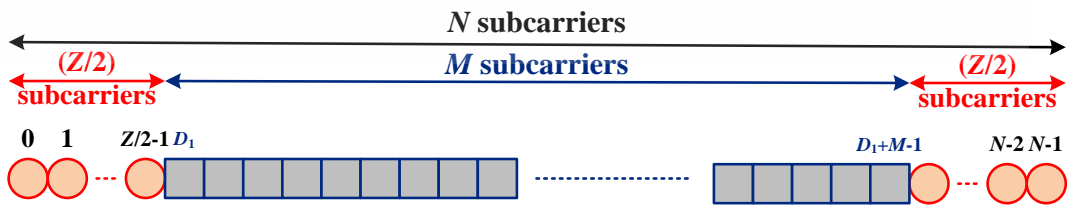
## การประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST ในระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) ที่ประกอบด้วยเครื่องส่ง (Tx) ที่มีสายอากาศจำนวน  $N_t$  และเครื่องรับ (Rx) ที่มีสายอากาศจำนวน  $N_r$  สัญญาณข้อมูล  $x$  ที่เครื่องส่งจะถูกส่งจากสายอากาศที่  $n_t (1 \leq n_t \leq N_t)$  ไปยังสายอากาศตัวที่  $n_r (1 \leq n_r \leq N_r)$  ที่เครื่องรับ โดยผ่านช่องสัญญาณจางหายแบบมัลติพาธ ( $h_{n_t, n_r}$ ) ที่มีขนาดเมตริกซ์  $N_t \times N_r$



รูปที่ 3.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบ  $N_t \times N_r$

รูปที่ 3.2 แสดงสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่มีจำนวนคลื่นพาห์ย่อย  $N$  ในระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตประกอบด้วยคลื่นพาห์ย่อยจำนวน  $M$  สำหรับข้อมูลที่ส่งและคลื่นพาห์ย่อยจำนวน  $Z$  สำหรับตัวเสริมเต็มศูนย์ซึ่งจะถูกแบ่งครึ่งเพื่อเพิ่มเข้าไปทั้งสองข้างของคลื่นพาห์ย่อย  $M$



รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง ( $N > M$ )

ที่เครื่องรับ สัญญาณที่ได้รับ  $y$  ที่สายอากาศตัวที่  $N_r$  จะถูกทำการ FFT และนำตัวเสริมเต็มศูนย์ออกเพื่อเก็บรวบรวมคลื่นพายุย่อยข้อมูลเครื่องรับ  $M$  คลื่นพายุย่อยข้อมูลเครื่องรับ  $M$  ถูกทำให้เท่ากันเพื่อใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับการแยกข้อมูล

### 3.1 การจัดเรียงไพลอต

ชนิดของการจัดเรียงไพลอตถูกแบ่งตามโครงสร้างของการจัดเรียง ซึ่งแบ่งเป็นสองประเภทหลักๆคือ การจัดเรียงไพลอตแบบบล็อก (Block-Type) และการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ (Comb-Type) โดยการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์นั้น ไพลอตจะถูกเพิ่มท่ามกลางข้อมูลในสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเดียวกัน โดยการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ให้ประสิทธิภาพการส่งข้อมูลดีกว่าการจัดเรียงไพลอตแบบบล็อก เนื่องจากข้อมูลและไพลอตถูกเพิ่มและส่งไปพร้อมกันในสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเดียวกัน ดังนั้นการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์จึงถูกนำมาพิจารณาในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

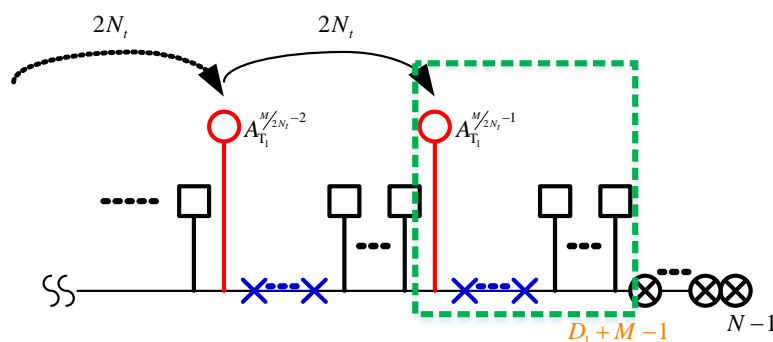
#### 3.1.1 การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป

การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปเป็นเรื่องง่ายมากที่จะกำหนดให้กับระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต เนื่องจากไม่ซับซ้อน ซึ่งสามารถแสดงได้ว่าเป็น

$$A_{T_n}(n) \Rightarrow n = D_1 + (n_r - 1) + s(2N_r) \text{ , ถ้า } s = 0, 1, 2, \dots, M/2N_r - 1 \quad (3.1)$$

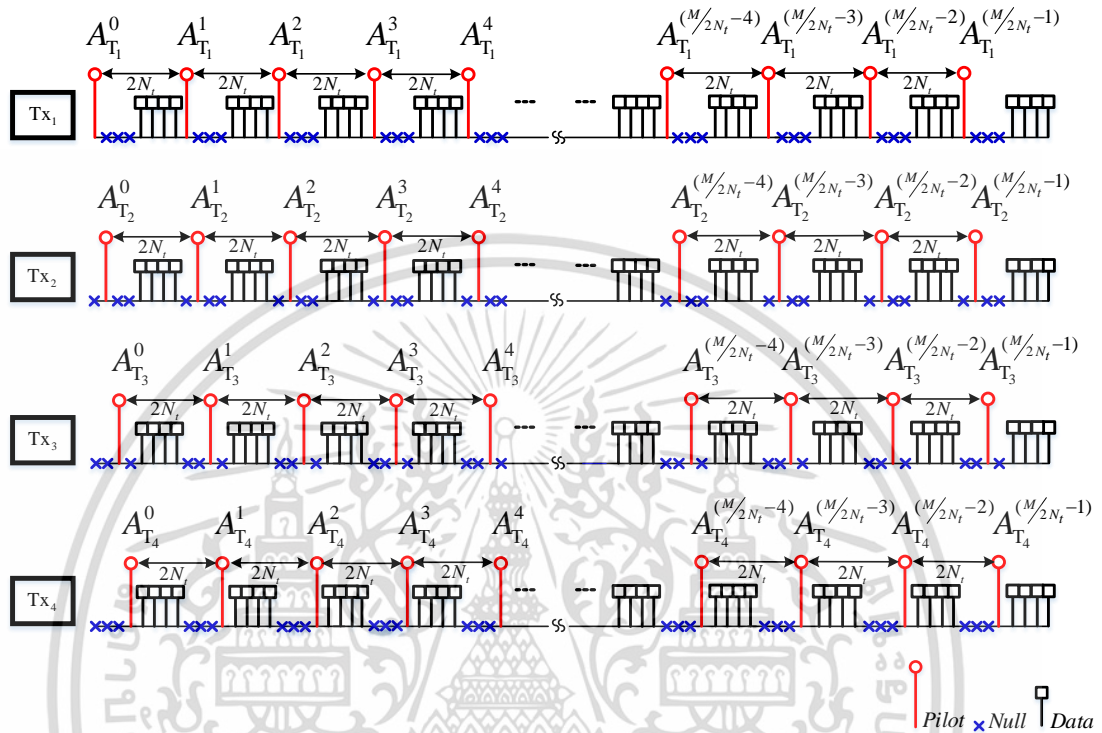
โดยที่  $A_{T_n}$  เป็นสัญญาณไพลอตที่สายอากาศเครื่องส่งลำดับที่  $n_r$  และ  $D_1 (= Z/2)$  แทนตำแหน่งแรกของคลื่นพายุย่อยที่ใช้งานอยู่หลังส่วนเติมเต็มศูนย์ จากสมการที่ 3.1 มันถูกสังเกตว่ามีที่ว่างของคลื่นพายุย่อยอยู่  $2N_r - 1$  ระหว่างไพลอตตัวสุดท้ายของ  $A_{T_1}(n_r = 1)$  ที่คลื่นพายุย่อยตำแหน่ง  $(n = D_1 + (M/2N_r - 1)(2N_r))$  และส่วนเติมเต็มศูนย์ตำแหน่งแรกของส่วนหลังซึ่งเป็นพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบตามตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.3 จากเหตุผลนี้ เมื่อจำนวนสายอากาศเครื่องส่งเพิ่มมากขึ้น พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบจะกว้างขึ้นจึงทำให้สมรรถนะของระบบลดลง เพื่อแก้ปัญหานี้เราจึงเสนอการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์แบบใหม่สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

รูปที่ 3.3 แสดงพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของคลื่นพายุย่อยไพลอตของวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปตำแหน่งสุดท้ายกับส่วนเติมเต็มศูนย์ตำแหน่งแรกของส่วนหลังซึ่งจะเห็นได้ว่ามีพื้นที่เท่ากับ  $2N_r - 1$



รูปที่ 3.3 พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป

รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป โดยมีสายอากาศที่เครื่องส่ง 4 ตัวและสายอากาศที่เครื่องรับ 4 ตัว จากตัวอย่างจะเห็นได้ว่าตำแหน่งของไพลอตในหนึ่งสัญลักษณ์จะเรียงตัวแบบสม่ำเสมอตามสมการที่ 3.1 และตำแหน่งของไพลอตในหนึ่งสัญลักษณ์ของแต่ละสายอากาศเครื่องส่งจะไม่มีอยู่ในตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยเดียวกัน



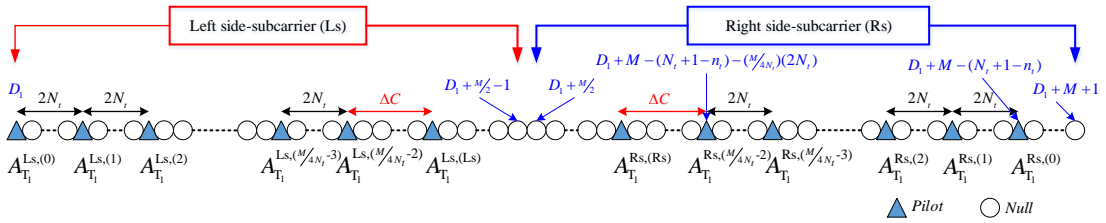
รูปที่ 3.4 ตัวอย่างการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป

### 3.1.2 การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์แบบใหม่ที่น่าสนใจ

รูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างของสัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอสำหรับสายอากาศเครื่องส่งที่ 1 ( $n_t = 1$ ) ไพลอตในรูปถูกกำหนดให้แทรกในสัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอในช่วงคลื่นพาร์ย่อย  $M$  จากตำแหน่งที่  $D_1$  ถึงคลื่นพาร์ย่อยตำแหน่งที่  $(D_1 + M - 1)$  การแทรกไพลอตจะถูกแบ่งโดยคลื่นพาร์ย่อย  $(M/2)$  เป็น 2 ช่วงบนสัญลักษณ์ตามรูปที่ 3.5 โดยคลื่นพาร์ย่อยข้างซ้าย (Ls) และคลื่นพาร์ย่อยข้างขวา (Rs) ที่คลื่นพาร์ย่อยข้างซ้ายจะอยู่ระหว่างคลื่นพาร์ย่อยตำแหน่งที่  $D_1$  และ  $(D_1 + M/2 - 1)$  ไพลอตตัวแรก  $A_{T_1}^{Ls,(0)}$  ถูกจัดวางที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อย  $D_1$  และวางเข้าไปข้างหน้าทุกๆคลื่นพาร์ย่อย  $2N_t$  จนถึงไพลอตตัวที่  $A_{T_1}^{Ls,(M/4N_t-2)}$  ที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยที่  $(D_1 + (n_t - 1) + (M/4N_t - 2)(2N_t))$  และไพลอตตัวสุดท้าย  $A_{T_1}^{Ls,Ls}$  ของคลื่นพาร์ย่อยข้างซ้ายถูกเพิ่มเข้าไปที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อย  $(A_{T_1}^{Ls,(M/4N_t-2)} + \Delta C)$  สำหรับคลื่นพาร์ย่อยฝั่งขวาจะอยู่ระหว่างคลื่นพาร์ย่อยตำแหน่งที่  $(D_1 + M/2)$  และ  $(D_1 + M - 1)$  ไพลอตตัวแรก  $A_{T_1}^{Rs,(0)}$  ถูกจัดวางที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อย  $(D_1 + M - N_t - 1 + n_t)$  และวางเข้าไปข้างหน้าทุกๆคลื่นพาร์ย่อย  $2N_t$  จนถึง  $A_{T_1}^{Rs,(M/4N_t-2)}$  ที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อย  $(D_1 + M - (N_t + 1 - n_t) - (M/4N_t - 2)(2N_t))$  และไพลอตตัวสุดท้าย  $A_{T_1}^{Rs,Rs}$  ของคลื่นพาร์ย่อยข้างขวาถูกเพิ่มเข้าไปที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อย  $(A_{T_1}^{Rs,(M/4N_t-2)} + \Delta C)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกขาดเนื้อหาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 สัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม  
หลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้งานจริง

ตำแหน่งของไพลอตที่ถูกกำหนดในการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ สามารถถูกอธิบายได้ดังนี้

สำหรับคลื่นพาย้อยข้างซ้าย (Ls)

$$A_{T_{n_t}}^{Ls,(s)}(n) \Rightarrow \begin{cases} n = D_1 + (n_t - 1) + s(2N_t), & s = 0, 1, 2, \dots, M/4N_t - 2 \\ n = D_1 + (n_t - 1) + (M/4N_t - 2)(2N_t) + \Delta C, & s = Ls \end{cases} \quad (3.2)$$

สำหรับคลื่นพาย้อยข้างขวา (Rs)

$$A_{T_{n_t}}^{Rs,(s)}(n) \Rightarrow \begin{cases} n = D_1 + M - (N_t + 1 - n_t) - s(2N_t), & s = 0, 1, 2, \dots, M/4N_t - 2 \\ n = D_1 + M - (N_t + 1 - n_t) - (M/4N_t - 2)(2N_t) - \Delta C, & s = Rs \end{cases} \quad (3.3)$$

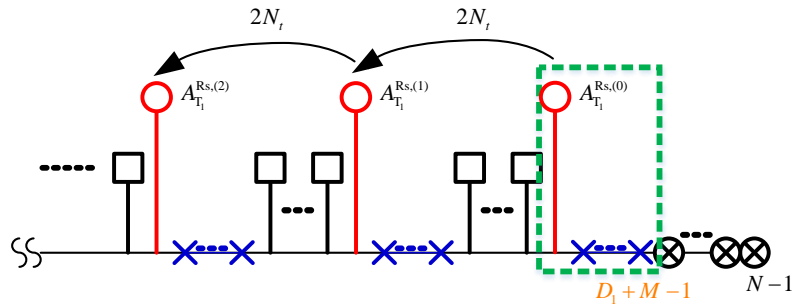
จากสมการที่ 3.1 และ 3.2 สามารถหาค่า  $\Delta C$  ได้โดย

$$\Delta C = \text{floor}\left(\frac{7N_t + 1}{3}\right) \quad (3.4)$$

จากการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอตามที่แสดงในรูปที่ 3.5 เราสังเกตเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนสายอากาศเครื่องส่ง  $N_t$  ถูกเพิ่มจำนวน ที่ว่างหลัง  $A_{T_1}^{Rs,(0)}$  ยังคงไม่มากกว่าคลื่นพาย้อย  $N_t - 1$  ซึ่งต่ำกว่าที่ว่างคลื่นพาย้อย  $2N_t - 1$  ของการใช้การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป จากเหตุผลนี้เราสามารถยืนยันได้ว่าค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณของการใช้การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปสามารถถูกลดลงโดยประมาณได้ 57 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับการใช้การจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอเมื่อจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับมี 4 ตัว หรือเรียกว่าระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบ 4 คูณ 4 (4x4 MIMO-OFDM)

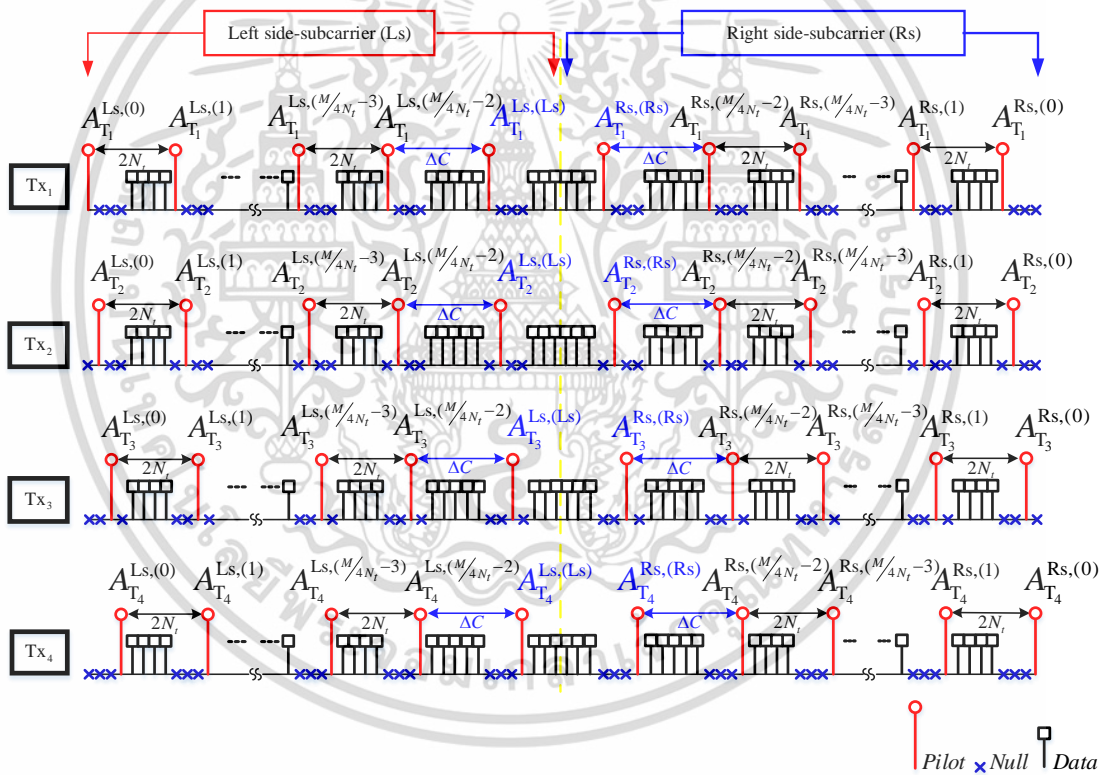
รูปที่ 3.6 แสดงพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของคลื่นพาย้อยไพลอตตำแหน่งสุดท้ายของวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอกับส่วนเติมเต็มศูนย์ตำแหน่งแรกๆของส่วนหลังซึ่งจะเห็นได้ว่ามีพื้นที่เท่ากับ  $N_t - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ

รูปที่ 3.7 แสดงการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอเมื่อจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับมี 4 ตัว จากรูปจะเห็นการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอทั้งข้างซ้าย (Ls) และ ข้างขวา (Rs) ในหนึ่งสัญลักษณ์ของแต่ละสายอากาศเครื่องส่ง โดยตำแหน่งของไพลอตในหนึ่งสัญลักษณ์ของแต่ละสายอากาศเครื่องส่งจะไม่ใช่ในตำแหน่งคลื่นพายุย่อยเดียวกัน ดังรูป



รูปที่ 3.7 ตัวอย่างการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอเมื่อจำนวนสายอากาศเครื่องส่ง 4 ตัว

เพื่อหลีกเลี่ยงการทับกันของสัญญาณไพลอตที่เครื่องรับ ตำแหน่งของไพลอตอื่นๆที่ส่งจากสายอากาศเครื่องส่งอื่นๆจะถูกวางที่ตำแหน่งว่าง  $I_{T_n}^{null}$  ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{T_n}^{null-CT}(n) \Rightarrow n = n_{eq(2)} \& n_{eq(3)} \quad \text{เมื่อ } T_{n_t} \neq T_n, 1 \leq n_t \leq N_t \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตำแหน่งของไพลอตในสมการที่ 3.2, 3.3 และที่ว่างในสมการที่ 3.5 ช่องสัญญาณที่รวมกันในแต่ละสัญญาณไพลอตสามารถถูกแยกจากกันอย่างอิสระที่เครื่องรับ โดยวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณจะอธิบายในตอนถัดไป

สำหรับสัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ แสดงในสมการที่ 3.6

$$I_{T_n}^{data-CT}(n) \Rightarrow n \neq n_{eq(2)} \& n_{eq(3)} \& n_{eq(5)}, \quad D_1 \leq n \leq D_1 + M - 1 \quad (3.6)$$

สำหรับสัญลักษณ์ข้อมูล แสดงในสมการที่ 3.7

$$I_{T_n}^{data}(n) \Rightarrow \text{data for all } n, \quad D_1 \leq n \leq D_1 + M - 1 \quad (3.7)$$

นอกจากนี้เพื่อเพิ่มความแม่นยำของการประมาณค่าช่องสัญญาณในช่องสัญญาณจางหายเปลี่ยนแปลงตามเวลาที่สูงกว่า สัญลักษณ์ไพลอตแบบคอปจะถูกแทรกทุกๆ  $N_{Taxis}$  สัญลักษณ์ (=4) ในแกนเวลาท่ามกลางสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมด  $N_L$  สัญลักษณ์ (=17) ใน 1 เฟรมของโอเอฟดีเอ็ม ช่องสัญญาณสำหรับสัญลักษณ์ทั้งหมดในเฟรมสามารถถูกประมาณค่าได้โดยการใช้โครงสร้างนี้ ตามที่จะแสดงในตอนต่อไป

### 3.2 วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณ

จากวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอตามที่แสดงในตอนที่ผ่านมา สัญญาณเครื่องส่ง  $x_n$  ซึ่งประกอบด้วยไพลอต (Pilot) ที่ว่างหรือมีค่าเป็นศูนย์ (Null) และข้อมูล (Data) ถูกส่งจากสายอากาศเครื่องส่ง (Tx) จำนวน  $N_t$  ไปยังสายอากาศเครื่องรับจำนวน  $N_r$  สัญญาณไพลอตที่เครื่องรับ  $y_{n_r}^{pilots}$  ที่จำนวนสายอากาศ  $N_r$  สามารถแสดงดังนี้

$$y^{pilots}(k) = y_1^{pilots}(k) + y_2^{pilots}(k) + \dots + y_{N_r}^{pilots}(k), \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (3.8)$$

โดยที่

$$y_1^{pilots}(k) = \sum_{n_t} \sum_l h_{n_t,1}(l) \cdot a_{n_t}(k-l) + w_{n_r}(k), \quad 0 \leq l \leq N_t, 1 \leq n_t \leq N_t, 1 \leq n_r \leq N_r$$

โดยที่ไพลอตถูกส่งจากสายอากาศเครื่องส่งที่  $n_t$  ถูกแสดงโดย  $a_{n_t}(1 \leq n_t \leq N_t)$   $N_t$  เป็นจำนวนของเส้นทางล้าช้าที่ปรากฏในช่องสัญญาณ  $h_{n_t, n_r}$  และสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่สายอากาศตัวที่  $n_r$  ถูกแทนด้วย  $w_{n_r}(1 \leq n_r \leq N_r)$  ตามสมการที่ 3.8 ถูกเปลี่ยนรูปให้ทำงานในแบบของเมตริกซ์ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็น

$$|y^{pilots}(k)|_{N \times 1} = |y_1^{pilots}(k)|_{N \times 1} + |y_2^{pilots}(k)|_{N \times 1} + \dots + |y_{N_r}^{pilots}(k)|_{N \times 1} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$|y_{n_r}^{pilots}(k)| = |a_1(k-l)| \cdot |h_{1,n_r}(l)| + |a_2(k-l)| \cdot |h_{2,n_r}(l)| + \dots + |a_{N_r}(k-l)| \cdot |h_{N_r,n_r}(l)| + |w_{n_r}(k)|$$

$$|a_{n_r}(k-l)|_{N \times N_r} = \begin{bmatrix} a_{n_r}(0) & a_{n_r}(-1) & \dots & a_{n_r}(1-N_r) \\ a_{n_r}(1) & a_{n_r}(0) & \dots & a_{n_r}(2-N_r) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n_r}(N-1) & a_{n_r}(N-2) & \dots & a_{n_r}(N-N_r) \end{bmatrix}$$

$$|h_{n_r,n_r}(l)|_{N_r \times 1} = \begin{bmatrix} h_{n_r,n_r}(0) \\ h_{n_r,n_r}(1) \\ \vdots \\ h_{n_r,n_r}(N_r-1) \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ 3.9 เราสังเกตเห็นได้ว่ามีสัญญาณอิสระหลักๆ 2 สัญญาณ ได้แก่ ไพลอต  $a_{n_r}$  และช่องสัญญาณ  $h_{n_r,n_r}$  ซึ่งถูกรวมในสัญญาณไพลอตเครื่องรับ  $y_{n_r}^{pilots}$  ที่สายอากาศเครื่องรับ  $n_r$  แต่ละตัว ดังนั้นสัญญาณอิสระทั้งสองตัวสามารถรวมกลุ่มสำหรับแต่ละสัญญาณที่แยกกันซึ่งสามารถเขียน  $|y_{n_r}^{pilots}|$  ในสมการที่ 3.9 ใหม่ได้เป็น

$$|y_{n_r}^{pilots}(k)| = \left\| \begin{bmatrix} |a_1(k-l)| & |a_2(k-l)| & \dots & |a_{N_r}(k-l)| \end{bmatrix}_{N \times (N_r N_r)} \cdot \begin{bmatrix} |h_{1,n_r}(l)| \\ |h_{2,n_r}(l)| \\ \vdots \\ |h_{N_r,n_r}(l)| \end{bmatrix}_{(N_r N_r) \times 1} \right\| + |w_{n_r}(k)|_{N \times 1} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ 3.10 เราสามารถประมาณค่าช่องสัญญาณ  $h_{n_r,n_r}$  โดยใช้สัญญาณไพลอตที่รูดอยู่แล้วในสัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ จากเหตุผลนี้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เสนอเพื่อประมาณค่าช่องสัญญาณจากการใช้ไพลอตสัญลักษณ์ไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอในสมการ 3.2 และ 3.3 ซึ่งช่องสัญญาณโดเมนเวลาที่ประมาณค่าทั้งหมดตอบสนองที่แต่ละสายอากาศ  $n_r$  สามารถถูกประมาณค่าพร้อมกันได้ ที่เครื่องรับ (Rx) เรา รู้สัญญาณไพลอต  $a_{n_r}$  และรับสัญญาณไพลอตเครื่องรับ  $y_{n_r}^{pilots}$  ที่แต่ละสายอากาศ  $n_r$  ช่องสัญญาณ  $h_{n_r,n_r}$  สามารถถูกประมาณค่าโดยสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \left| \hat{h}_{1,n_r}(l) \right| \\ \left| \hat{h}_{2,n_r}(l) \right| \\ \vdots \\ \left| \hat{h}_{N_t,n_r}(l) \right| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left| a_1(k-l) \right| & \left| a_2(k-l) \right| & \cdots & \left| a_{N_t}(k-l) \right| \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left| y_{n_r}^{pilots}(k) \right| \\
& \begin{bmatrix} \left| \hat{h}_{1,n_r}(l) \right| \\ \left| \hat{h}_{2,n_r}(l) \right| \\ \vdots \\ \left| \hat{h}_{N_t,n_r}(l) \right| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left| a_1(k-l) \right| & \left| a_2(k-l) \right| & \cdots & \left| a_{N_t}(k-l) \right| \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \left| h_{1,n_r}(l) \right| \\ \left| h_{2,n_r}(l) \right| \\ \vdots \\ \left| h_{N_t,n_r}(l) \right| \end{bmatrix} \\
& \quad + \begin{bmatrix} \left| a_1(k-l) \right| & \left| a_2(k-l) \right| & \cdots & \left| a_{N_t}(k-l) \right| \end{bmatrix}^{-1} \left| w_{n_r}(k) \right|_{N \times 1}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

โดยที่เมตริกซ์ผกผันของ  $\begin{bmatrix} \left| a_1(k-l) \right| & \left| a_2(k-l) \right| & \cdots & \left| a_{N_t}(k-l) \right| \end{bmatrix}$  สามารถถูกคำนวณโดยขั้นตอนวิธีมัวร์-เพนโรส (Moore-Penrose) การประมาณค่าช่องสัญญาณดำเนินการในสมการ 3.11 และถูกทำซ้ำเพื่อประมาณค่าช่องสัญญาณในสัญลักษณ์ไหลอตแบบคอมบ์อื่นๆในหนึ่งเฟรม จากนั้นวิธีการคิวบิกสไปไลน์ (Cubic Spline) ถูกนำมาใช้เพื่อประมาณค่าช่องสัญญาณในช่วง (Interpolate) ช่องสัญญาณที่ประมาณค่าแล้วได้รับในสมการที่ 3.11 ของแต่ละสัญลักษณ์ไหลอตแบบคอมบ์ที่สัญลักษณ์  $N_{Taxis}$  ดังนั้นเพื่อให้ได้รับช่องสัญญาณที่ประมาณค่าทั้งหมดของสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดในหนึ่งเฟรม สุดท้ายแล้วช่องสัญญาณที่ประมาณค่าเหล่านี้ถูกทำการ FFT ที่จุด  $N$  จากนั้นเพียงคลื่นพายุย่อยข้อมูล  $M$  ถูกเก็บรวบรวมเพื่อใช้ในการตรวจจับแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO Detection)

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขั้นตอนวิธีการตรวจจับแบบ Zero Forcing (ZF) Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST)[6] ถูกนำมาใช้ในการตรวจจับแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่เครื่องรับ เพราะศักยภาพของประสิทธิภาพสเปกตรัมและความสามารถของมันซึ่งสามารถปรับปรุงสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ได้มากขึ้น จากเหตุผลนี้เทคนิค ZF/V-BLAST ถูกนำมาใช้เพื่อตรวจจับข้อมูลที่ได้รับที่เครื่องรับ โดยใช้ช่องสัญญาณที่ประมาณค่าแล้วซึ่งสามารถถูกประมาณค่าจากการใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เสนอในสมการ 3.11

## บทที่ 4

# ผลของการหาประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์ที่เสนอ โดยจะมีการเปรียบเทียบทั้งความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วย Normalized Mean Square Error (NMSE) และเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบด้วยอัตราความผิดพลาดบิตของวิธีการที่ได้นำเสนอกับวิธีการทั่วไป ซึ่งได้ทำการอธิบายรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3

### 4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ

การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของการประมาณค่าช่องสัญญาณและเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (MATLAB) เพื่อให้เป็นการเข้าใจระบบหรือวิธีการที่นำมาเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอ ผู้เขียนจึงได้ทำการสรุปวิธีการและทฤษฎีที่นำมาใช้ในการเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอไว้อย่างคร่าวๆดังนี้

#### 4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำ

จากบทที่ 3 ที่แสดงวิธีการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์ทั่วไปและแบบที่เสนอนั้น เราสามารถหาค่าพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบของวิธีการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์ทั่วไปได้จากสมการที่ 3.1 โดยจะได้พื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบเท่ากับ  $2N_r - 1$  โดย  $N_r$  คือจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการจัดเรียงไหลอดแบบคอมบ์ที่เสนอนั้น จากสมการที่ 3.2 และ 3.3 จะเห็นได้ว่าพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบลดลงเหลือ  $N_r - 1$  โดยสามารถแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์การลดค่าความผิดพลาดได้จากสมการ 
$$\frac{(2N_r - 1) - (N_r - 1)}{2N_r - 1} \times 100$$

#### 4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิต

ในการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตนั้นผู้เขียนได้นำวิธีการการประมาณค่าในช่วงแบบคิวบิกสไปไลน์ (Cubic Spline Interpolation) มาใช้ในการหาค่าประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิต (BER : Bit Error Rate) โดยฟังก์ชันสไปไลน์ในโปรแกรม MATLAB นั้นจะเป็นการใช้สมการพหุนามลาแกรงในอันดับที่สาม (3rd-Order Lagrange Interpolating Polynomials) มาเป็นสมการที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณทั้งในแถบความถี่และในแถบเวลา (2D-Dimension)

### 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบ โดยจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็นโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent Detector) และการซิงโครไนซ์เป็นอุดมคติ (Ideal Synchronization)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ตารางที่ 4.1** ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

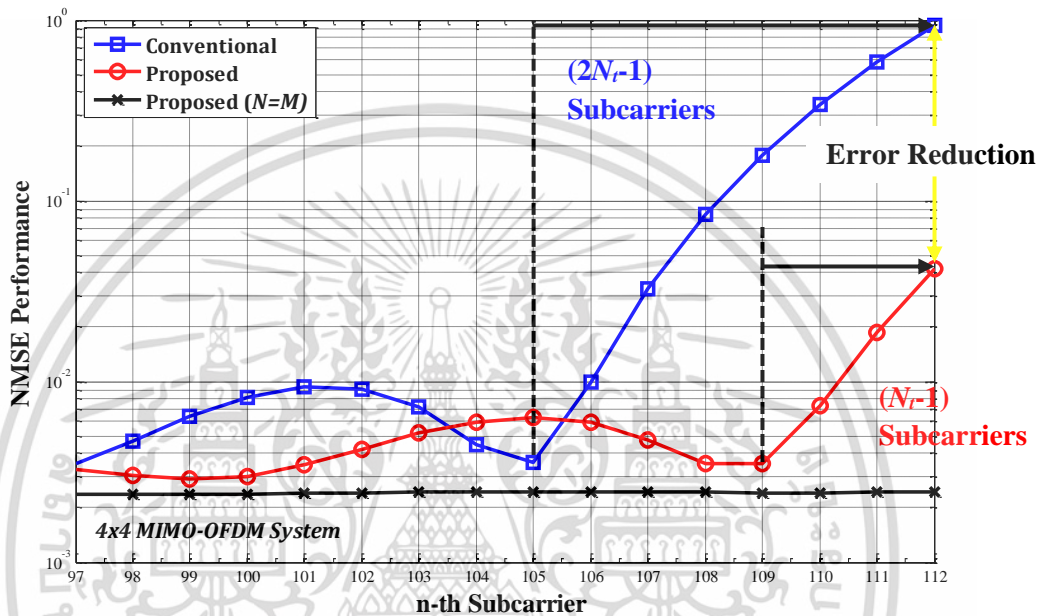
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้งาน
Modulation of Data	16QAM
Modulation of Pilot	QPSK
Demodulation	Coherent
No. of FFT points ( $N$ )	128
No. of Data Subcarriers ( $M$ )	96 และ 64
No. of Zero Padding ( $Z$ )	32 และ 64
Length of GI ( $N_{GI}$ )	11
OFDM Frame Length ( $N_L$ )	17
Interval of Pilot in Time Axis ( $N_{Taxis}$ )	4
No. of Transmit Antennas ( $N_t$ )	2 และ 4
No. of Receive Antennas ( $N_r$ )	2 และ 4
No. of Pilot Subcarriers	$M/2N_t$
Forward Error Correction (FEC) Code	
Encoding	Convolution ( $R = 1/2, K = 7$ )
Decoding	Hard-decision with Viterbi
Interleaver	Matrix with One Frame ( $L$ )
Packet Length (Information bits/packet)	512 bits
Multipath Rayleigh Fading Channel Model	
Delay Profile	Exponential
Decay Constant	-1 dB
No. of Delay Paths ( $N_l$ )	9
No. of Scattered Rays	20

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อที่จะให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 4.3 ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ NMSE (Normalized Mean Square Error)

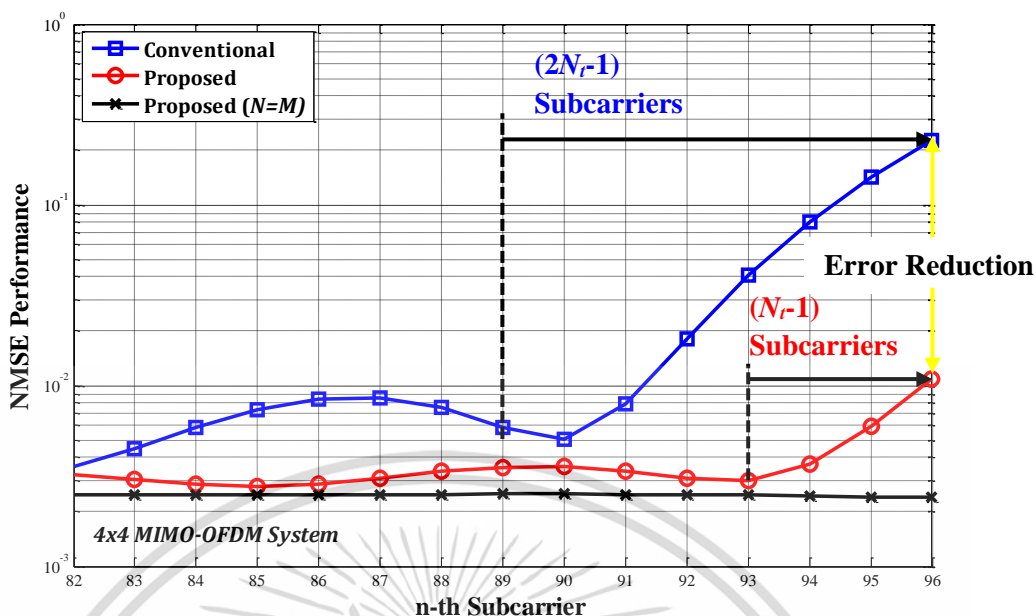
รูปที่ 4.1ก แสดงความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอโดยประเมินผลด้วย Normalized Mean Square Error (NMSE) เมื่อใช้สายอากาศเครื่องส่ง 4 ตัว ( $N_t = 4$ ) ในรูปจะแสดงให้เห็นว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ  $2N_t - 1$  ( $=7$ ) ที่วางคลื่นพาทย์ย่อยระหว่างไพลอตตัวสุดท้ายคือคลื่นพาทย์ย่อยตัวที่ 105 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคลื่นพาร์ย่อยตัวที่ 112 เมื่อใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไหลอตแบบคอมบ์ทั่วไปซึ่งทำให้ค่าความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นแย่ลง อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณสามารถทำให้ลดลงได้โดยใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไหลอตแบบคอมบ์ที่เสนอซึ่งจะแสดงให้เห็นว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ  $N_r - 1 (=3)$  ที่วางคลื่นพาร์ย่อยระหว่างไหลอตตัวสุดท้ายคือคลื่นพาร์ย่อยตัวที่ 109 และคลื่นพาร์ย่อยตัวที่ 112 หรือลดพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบลงได้ประมาณ 57 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4.1ก การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไหลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอเมื่อจำนวนคลื่นพาร์ย่อย  $M = 96$  ( $N > M$ ) ในระบบ 4x4 MIMO

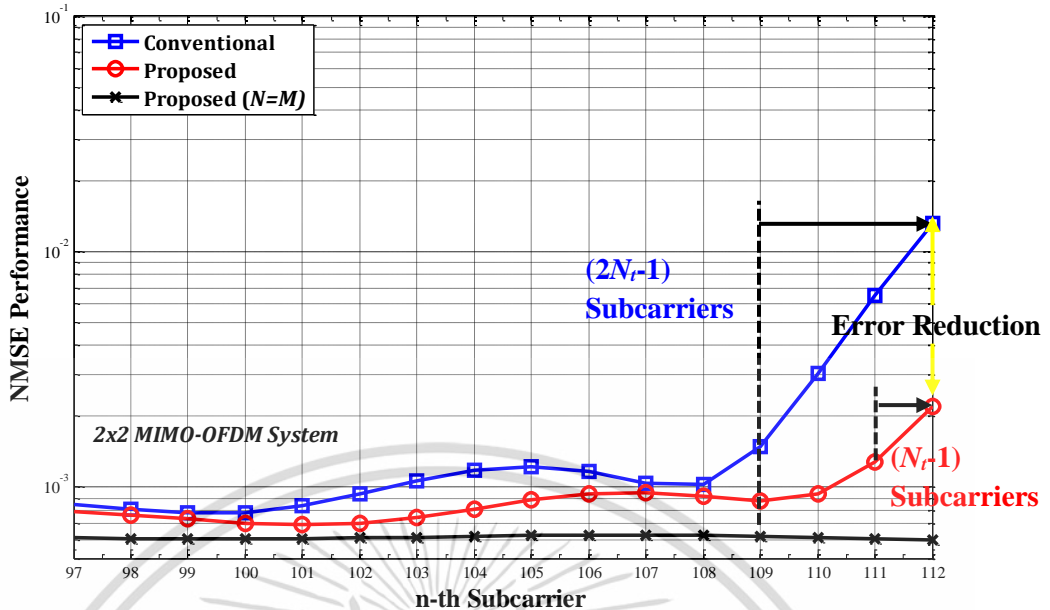
รูปที่ 4.1ข แสดงความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไหลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไหลอตแบบคอมบ์ที่เสนอเมื่อเพิ่มจำนวนของคลื่นพาร์ย่อย ( $N$ ) ในระบบระบบโอบีโอพีดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (ระบบ MIMO-OFDM) เป็น 128 ประกอบด้วยคลื่นพาร์ย่อยสำหรับข้อมูลที่ส่ง ( $M$ ) จำนวน 64 และคลื่นพาร์ย่อยสำหรับตัวเสริมเต็มศูนย์ ( $Z$ ) จำนวน 64 ซึ่งจะถูกแบ่งครึ่งเพื่อเพิ่มเข้าไปทั้งสองข้างของคลื่นพาร์ย่อยสำหรับข้อมูล ซึ่งจะเห็นได้ว่าพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบนั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอเมื่อจำนวนคลื่นพาย้อย  $M = 64$  ( $N > M$ ) ในระบบ 4x4 MIMO

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.1ก และรูปที่ 4.1ข ซึ่งเป็นการแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะ NMSE ของจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอ เราสามารถแสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาย้อยโดยใช้จำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและรับ 4 ตัวเท่าเดิม วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นยังมีค่าความผิดพลาดที่บริเวณขอบน้อยกว่าวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปในทั้งสองกรณี จึงแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาย้อยนั้นไม่ผลกระทบต่อผลกระทบบริเวณขอบ ดังนั้นเราสามารถคาดการณ์ได้ว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นจะให้ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณได้ดีกว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป

รูปที่ 4.1ค แสดงความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจาก 4 ตัวเป็น 2 ตัว ( $N_t = 2$ ), ( $N_r = 2$ ) โดยใช้จำนวนคลื่นพาย้อย  $M = 96$  เหมือนเดิม จะเห็นว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ  $2N_t - 1 (=3)$  และที่ว่างคลื่นพาย้อยระหว่างไพลอตตัวสุดท้ายคือคลื่นพาย้อยตัวที่ 109 และคลื่นพาย้อยตัวที่ 112 เมื่อใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป ซึ่งการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอซึ่งจะแสดงให้เห็นว่ามีค่าความผิดพลาดประมาณ  $N_t - 1 (=1)$  ที่ว่างคลื่นพาย้อยระหว่างไพลอตตัวสุดท้ายคือคลื่นพาย้อยตัวที่ 111 และคลื่นพาย้อยตัวที่ 112 หรือลดพื้นที่ผลกระทบบริเวณขอบลงได้ประมาณ 67 เปอร์เซ็นต์



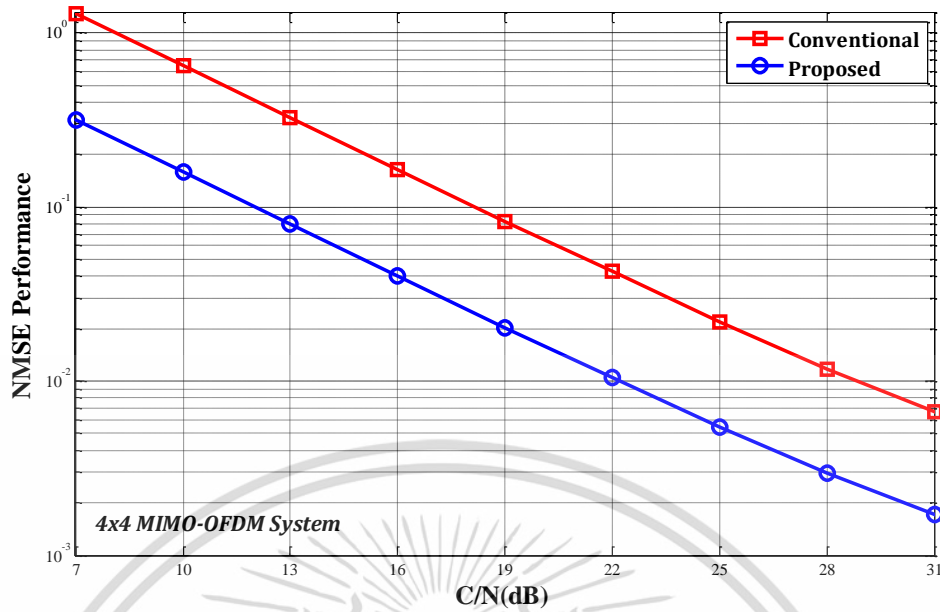
รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบ NMSE ของจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอเมื่อจำนวนคลื่นพาห้อย่อย  $M = 96$  ( $N > M$ ) ในระบบ 2x2 MIMO

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.1ค ซึ่งเป็นการแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะ NMSE ของจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปและวิธีการที่เสนอ เราสามารถแสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับโดยไม่เปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาห้อย่อยนั้น ผลกระทบบริเวณขอบจะลดลงตามจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับที่เปลี่ยนแปลงไป แสดงให้เห็นว่าจำนวนสายอากาศนั้นมีผลแต่ผลกระทบบริเวณขอบ โดยเมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ผลกระทบบริเวณขอบเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นก็ยิ่งให้ผลกระทบบริเวณขอบน้อยกว่าวิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไป ดังนั้นเราสามารถคาดการณ์ได้ว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นจะให้ความแม่นยำในการประมาณค่าช่องสัญญาณได้ดีกว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไป

#### 4.4 ประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบด้วย NMSE (Normalized Mean Square Error)

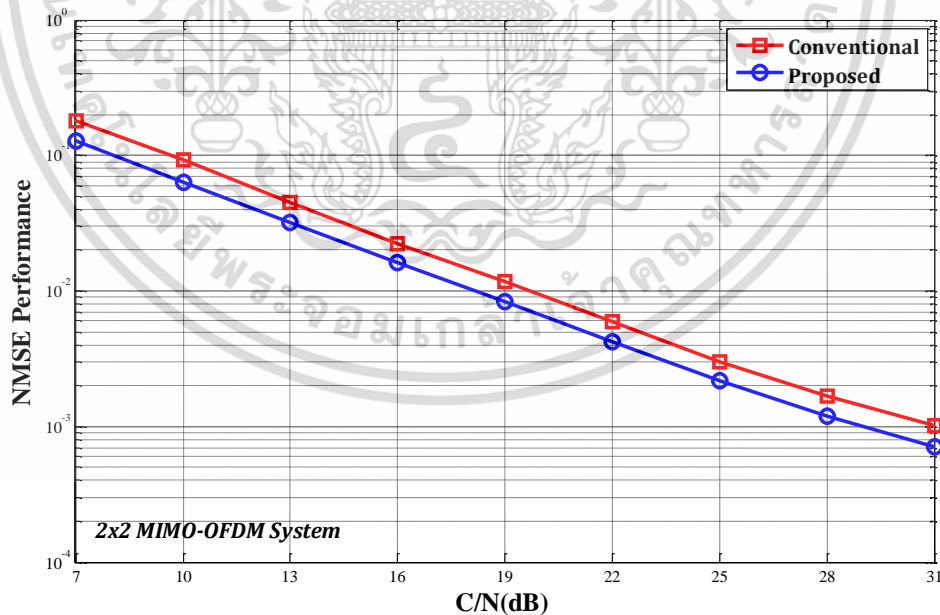
รูปที่ 4.2 แสดงสมรรถนะ NMSE ของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอสำหรับ V-BLAST ในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีจำนวนสายอากาศ 4 ตัว (ระบบ 4x4 V-BLAST MIMO-OFDM) เมื่อ  $f_d T_s = 0.01$  หรือประมาณ 195 กิโลเมตรต่อชั่วโมง เมื่อ  $f_d T_s$  คือค่าความถี่ ดอปเปลอร์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว จากรูปเราได้รับอัตราค่าลิ่งคลื่นพาห้ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่เปลี่ยนแปลงที่ NMSE  $10^{-2}$  เพิ่มขึ้น 7 dB เมื่อใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2ก การเปรียบเทียบ NMSE กับอัตรากำลังคลื่นพาท์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน สำหรับระบบ 4x4 MIMO เมื่อ  $f_d T_s = 0.01$  ( $N > M$ )

และเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องในระบบโอเอฟดีเอ็มหลาย อินพุตหลายเอาต์พุตเป็น 2 ตัว (ระบบ 2x2 MIMO) จะเห็นได้ว่าสมรรถนะ NMSE นั้นของวิธีการที่ นำเสนอใหม่นี้ดีกว่าวิธีการทั่วไปเล็กน้อย ตามที่แสดงในรูป 4.2ข

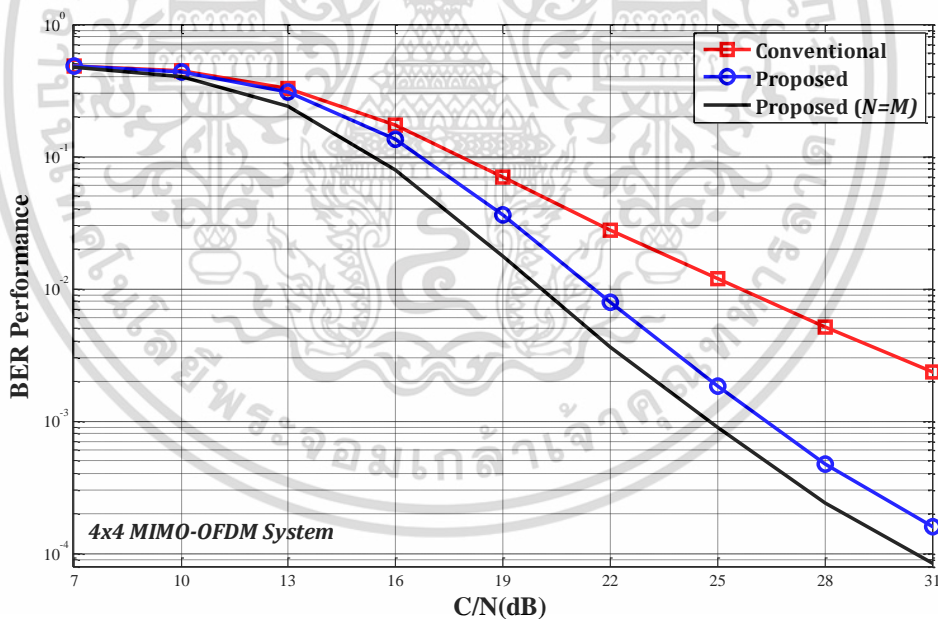


รูปที่ 4.2ข การเปรียบเทียบ NMSE กับอัตรากำลังคลื่นพาท์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน สำหรับระบบ 2x2 MIMO เมื่อ  $f_d T_s = 0.01$  ( $N > M$ )

จากผลการทดลองในรูป 4.2ก และรูปที่ 4.2ข นั้น แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะ NMSE ของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศที่เครื่องรับและเครื่องส่งที่เปลี่ยนแปลง โดยคาดการณ์ได้ว่า เมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับเพิ่มขึ้นสมรรถนะ NMSE ของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอยังให้สมรรถนะ NMSE ที่ดีกว่าและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไป

#### 4.5 ประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิต (BER)

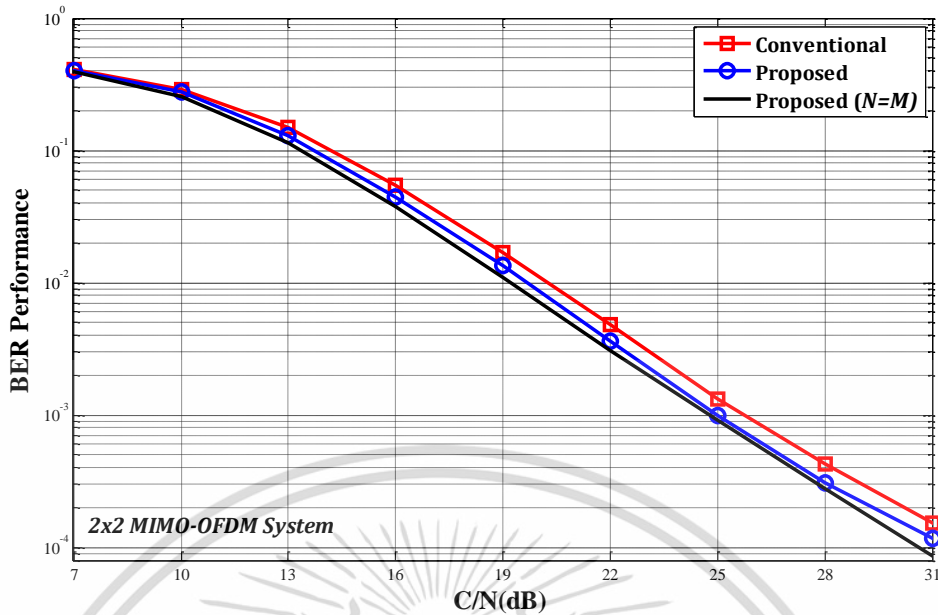
สำหรับการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอที่แสดงในรูปที่ 4.3ก แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับ 4 ตัว (ระบบ 4x4 MIMO) ของวิธีการที่นำเสนอที่ต่ำกว่า 4 dB ที่ BER  $10^{-2}$  และดีกว่าถึง 6 dB ที่ BER  $9 \times 10^{-2}$  และเมื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอโดยเปลี่ยนจาก  $N > M$  มาใช้  $N = M$  นั้นแสดงให้เห็นช่องว่างความแตกต่างของสมรรถนะเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 4.3ก การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาท์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่  $f_d T_s = 0.01$  ( $N > M$ ) ในระบบ 4x4 MIMO

และเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตเป็น 2 ตัว (ระบบ 2x2 MIMO) จะเห็นได้ BER ของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นจะให้ค่า BER ที่ดีกว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไฟลोटแบบคอมบ์ทั่วไปเล็กน้อย ตามที่แสดงในรูป 4.3ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3ข การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาท่อกำลังของสัญญาณ  
รบกวนที่  $f_d T_s = 0.01$  ( $N > M$ ) ในระบบ 2x2 MIMO

จากผลการทดลองในรูป 4.3ก และรูปที่ 4.3ข จึงสรุปได้ว่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นดีกว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป

จากผลการทดลองในรูป 4.3ก และรูปที่ 4.3ข นั้น แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอนั้นดีกว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ทั่วไป ซึ่งประสิทธิภาพจะขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศที่เครื่องรับและเครื่องส่ง โดยคาดการณ์ได้ว่า เมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบ์ที่เสนอนี้จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่ามาก

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เนื่องจากแบนด์วิดท์เป็นทรัพยากรที่หาได้ยากและมีอยู่อย่างจำกัด ด้วยเหตุนี้เพื่อให้ได้อัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นโดยใช้แบนด์วิดท์เท่าเดิมและเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของสเปกตรัม ระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงเมื่อเทียบกับระบบอื่นๆ อีกทั้งยังใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างมีประสิทธิภาพและเพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล เพื่อให้การใช้งานแบนด์วิดท์มีประสิทธิภาพมากขึ้น เทคโนโลยีขั้นสูงเช่นการใช้เสาอากาศหลายตัวที่เครื่องรับและเครื่องส่งและโอเอฟดีเอ็ม เรียกว่า ระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ถูกเพิ่มเข้าไปในมาตรฐานเพื่อปรับปรุงการใช้งานแบนด์วิดท์ที่มีประสิทธิภาพ

เนื่องด้วยการใช้ระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันเป็นแบบเคลื่อนที่ จึงทำให้จำเป็นต้องมีรูปแบบในการจำลองช่องสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มากขึ้นตามลักษณะการใช้งาน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ทำให้สมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตลดลง เมื่อนำระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตไปใช้ในช่องสัญญาณที่เครื่องรับและเครื่องส่งมีความเร็วที่สัมพันธ์ต่อกันทำให้เกิดการเลื่อนของค่าความถี่ต่อเปอร์เซ็นต์ซึ่งนำไปสู่การเกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อยและด้วยการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อยนี้จะทำให้สมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตลดลง ดังนั้นการประมาณค่าช่องสัญญาณระหว่างตัวส่งสัญญาณและตัวรับสัญญาณก็เป็นกระบวนการสำคัญ กระบวนการหนึ่งที่จะทำให้ระบบระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตมีประสิทธิภาพตามที่ต้องการ เพื่อให้ระบบที่ทำงานด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถทนทานต่อช่องสัญญาณความถี่ที่เลือกและช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณและการทำให้เท่ากันเป็นวิธีการหนึ่งที่จะสามารถให้เราบรรลุเป้าหมายนี้ โดยสมรรถนะของการประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นจะขึ้นอยู่กับวิธีการจัดเรียงไพลอตที่ออกแบบซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วย

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้เสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณสำหรับ V-BLAST เพื่อใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยได้เสนอการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบิรูปแบบใหม่ วิธีการจัดเรียงไพลอตรูปแบบใหม่นี้ นำเสนอนั้นถูกออกแบบมาเพื่อลดผลกระทบบริเวณขอบและหยุดยั้งความผิดพลาดของการประมาณค่าช่องสัญญาณซึ่งทำให้ความแม่นยำของการประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นมีประสิทธิภาพมากขึ้น ดังนั้นทำให้สมรรถนะของระบบสำหรับ V-BLAST ที่ใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็มหลายอินพุตหลายเอาต์พุตดีขึ้นอย่างมาก เห็นได้จากประสิทธิภาพของระบบที่เพิ่มขึ้น โดยมีการเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลจากการลดอัตราความผิดพลาดบิตและการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยวิธีการจัดเรียงไพลอตแบบคอมบิรูปแบบใหม่ยังมีการใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างมีประสิทธิภาพ โดยยืนยันได้จากผลการทดลองที่จำลองจากคอมพิวเตอร์

## เอกสารอ้างอิง

- [1] H.Bolcskei, “MIMO-OFDM wireless system: basic, perspectives, and challenges,” IEEE wireless comm., pp.31-37, Aug.2006.
- [2] D.B.Bhoyar, and V.B.Niranjane, “Channel estimation for MIMOOFDM systems,” IJERA, vol. 2, pp.44-50, Jan.2012.
- [3] T.Mata, P.Boonsrimuang, K.Mori, and H.Kobayashi, “Proposal of time domain channel estimation method for MIMO-OFDM systems,” in Proc. of Wisats2016, Bradford UK, July2015.
- [4] P.Sure, and C.M.Bhuma, “A pilot aided channel estimator using DFT based time interpolation for massive MIMO-OFDM systems,” AEU Int. J., vol.95, pp.321-327. Oct.2014.
- [5] D.Diallo, M.Helard, L.Cariou, and R.Rabineau, “DFT based channel estimation methods for MIMO-OFDM systems,” in Vehicular Technologies, pp.97-114, April2011.
- [6] P.W.Wolniansky, G.J.Foschini, G.D.Golden, and R.A.Valenzuela, “VBLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel,” in Proc. of ISSSE1998, Pisa, Oct.1998.
- [7] J. G. Proakis, “Digital Communications,” 2nd ed., McGraw-Hill, Ed. New York, 1989.
- [8] Hiroshi Harada, Ramjee Prasad, “Simulation and Software Radio for Mobile Communications,” 1st ed., Artech House, Norwood, MA, 2002.
- [9] S. Weinstein, P. Ebert, “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform II,” IEEE Transactions on Communication Technology, October 1971, Vol. 19 No. 5, pp. 628–634.
- [10] Wolfgang Lesch, “Impulse Response Shortening for OFDM in a Single Frequency Network II,” 1998.
- [11] W. Shao, “Low Power Viterbi Decoder Designs, thesis,” University of Manchester for the degree of Doctor of Philosophy, 2007
- [12] D. Tse and P. Viswanath, “Fundamentals of Wireless Communication,” Cambridge University Press, 2005.
- [13] J. W. Mark and W. Zhuang, “Wireless Communications and Networking,” Prentice Hal, 2002.
- [14] W. Jakes, “Microwave Mobile Communications. Piscataway,” NJ: IEEE Press, 1st ed., 1993.
- [15] Y.-C. Ko and G. Jeong, “Doppler spread estimation in mobile communication systems,” in Proc. IEEE 55th Vehicular Technology Conference VTC Spring 2002, vol. 4, pp. 1941-1945.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [16] Mehmet Kemal Ozdemir, Huseyin Arslan, “**Channel Estimation for Wireless OFDM Systems II,**” IEEE Communications Surveys, 2nd Quarter 2007, Vol. 9, No. 2, pp. 18-48.
- [17] Geoffrey Ye Li, “**Pilot-symbol-aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems II,**” IEEE Transactions on Vehicular Technology, July 2000, Vol 49 No 4, pp. 1207–1215.
- [18] P. Hoeher, S. Kaiser, P. Robertson, “**Two-dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering II,**” Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference, Apr 1997, Vol. 3, pp. 1845-1848.
- [19] L., Jr. Cimini, “**Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing II,**” IEEE Transactions on Communications, July 1985, Vol. 33 , No. 7, pp. 665-675.
- [20] Knut Conradsen, “**An Introduction to Statistics Vol 2,**” Lecture Notes, IMM, DTU, 2005.
- [21] C. Vulk, “**Iterative Solution methods,**” Delft Institute of Applied Mathematics, Netherlands, 2012
- [22] Y. Shen, Ed Martinez, “**Channel Estimation in OFDM Systems,**” Freescale Semiconductor, 2006, pp. 1-9.
- [23] G.J. Foschini, “**Analysis and performance of some basic space-time architectures,**” IEEE Journal Selected Areas Communication, Vol. 21, N. 3, pp. 281-320, April 2003.
- [24] G. J. Foschini, “**Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,**” Bell Labs Tech. J., vol. 1, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [25] N. Sinha, R. Bera, and M. Mitra. “**Capacity and V-blast techniques for MIMO wireless channel,**” Theoretical and Applied Information Technology Journal (JATIT), vol. 14, no. 1, 2010.
- [26] G. H. Golub and C. F. V. Loan, “**Matrix computations,**” John Hopkins University Press, Baltimore, 1983.
- [27] D. Seethaler, H. Artes, and F. Hlawatsch “**Detection techniques for MIMO spatial multiplexing systems,**” Institute of Communications and Radio-Frequency Engineering, Vienna University of Technology, vol. 122, no. 3, pp. 91–96, March 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Proposal of Channel Estimation Scheme for Practical V-BLAST MIMO-OFDM System

Nakarin Inkamchua and Pisit Boonsrimuang

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Tanairat Mata and Anan Sopin

Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep, Bangkok, Thailand

Published in: 2017 9th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)

Date of Conference: 12-13 Oct. 2017

Date Added to IEEE Xplore: 11 January 2018

ISBN Information

Electronic ISBN: 978-1-5090-6477-9

USB ISBN: 978-1-5090-6476-2

Print on Demand(PoD) ISBN: 978-1-5090-6478-6

INSPEC Accession Number: 17487618

DOI: 10.1109/ICITEED.2017.8250478

Publisher: IEEE

Conference Location: Phuket, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายนครินทร์ อินคำเชื้อ
วัน เดือน ปีเกิด	30 ธันวาคม 2530 ที่จังหวัดลำปาง
ที่อยู่	85 หมู่ที่ ตำบลบ้านเป้า อำเภอเมือง จังหวัดลำปาง 52100 โทรศัพท์มือถือ : 099-165-0286
ประวัติการศึกษา	2549 วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์การบิน สถาบันการบินพลเรือน กรุงเทพมหานคร
ความชำนาญเฉพาะด้าน	ระบบโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2G 3G และ 4G
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ. 2558-ปัจจุบัน	Radio Network Planning and Optimization Engineer, บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)
พ.ศ. 2554-2558	RF Engineer, บริษัท เออร์เนท จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้